



MODELISATION D'UN TRANSFORMATEUR DE COURANT A CHARGE VARIABLE

Joël Conrad

► To cite this version:

Joël Conrad. MODELISATION D'UN TRANSFORMATEUR DE COURANT A CHARGE VARIABLE. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1997. Français. NNT: . tel-00903662

HAL Id: tel-00903662

<https://theses.hal.science/tel-00903662>

Submitted on 12 Nov 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THESE

présentée par

Joël CONRAD

Ingénieur E.N.S.I.E.G.

pour obtenir le grade de DOCTEUR

de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

(Arrêté ministériel du 30 Mars 1992)

Spécialité Génie Electrique

MODELISATION D'UN TRANSFORMATEUR DE COURANT A CHARGE VARIABLE

Date de soutenance : le 26 Novembre 1997

Composition du Jury :

Monsieur	SABONNADIÈRE	Président
Messieurs	BUI AI	Rapporteur
	LE DOEUFF	Rapporteur
	ROIATTI	Examineur
	FOGGIA	Examineur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

REMERCIEMENTS

Tout ce que vous allez lire n'est pas que fiction !

*Un écrivain se réfugie dans sa tour d'Ivoire pour écrire son oeuvre personnelle.
Moi, je n'aurais jamais pu mener à bien ce travail de recherche et de rédaction sans toutes les aides que j'ai reçues de chacun, et chacun à sa manière.*

Alors, puisqu'il est l'heure : Oyez ! Oyez ! Merci à tous !

Je tiens avant tout à remercier Jean-Marie ROIATTI, de la Société HAGER qui a financé la thèse dans le cadre d'un contrat CIFRE .Merci pour avoir été le véritable instigateur de ce projet de recherche, pour sa foi constante dans l'intérêt de la Recherche pour sa curiosité permanente et pour sa présence le jour de ma soutenance.

Je ne saurai oublier Grégoire MOULIN, de la Société HAGER, Industriel avec qui j'ai eu le plus de contacts durant cette thèse. Merci pour la liberté de choix qu'il m'a laissée et la confiance qu'il m'a témoignée. L'intérêt permanent qu'il a apporté à mon travail a été pour moi un facteur de motivation capital.

Albert FOGGIA, Universitaire et Directeur de ma thèse, a toujours été disponible, riche d'expériences et débordant d'idées. Bien sûr, amoureux de l'orthographe.

Mes remerciements vont également à Jean-Claude SABONNADIÈRE, Directeur du LEG et Président du jury, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire et pour son écoute et son entière disponibilité.

Merci aussi à Messieurs BUI AI et LE DOEUFF d'avoir été les rapporteurs de ma thèse.

Merci à Jacques KRAEMER, et à toute l'équipe de la société HAGER. Mes séjours dans cette entreprise ont toujours été agréables et instructifs.

Tout le travail réalisé n'aurait pu l'être si je n'avais été épaulé en permanence par toute l'équipe technique et administrative du laboratoire. Leur compétence et leur écoute vous dotent d'un véritable moteur turbo. A chaque thèse on leur prête ces qualités, mais ils les méritent toujours : Merci à Marie-Thérèse, Florence et Bruno pour l'humanité qui émane de leur personne.

Merci tout particulièrement à Jean Bigeon, Affef Lebouc, Florence Ossart, Alain Bolopion, Pascal Tixador, Marcel Ivanès et Daniel Roye pour leurs compétences et leur disponibilité à mon égard.

Bon, place aux copains ! Une thèse en trois ans oblige à un turn-over de trois ans. Donc vous connaissez des personnes sur six ans... Impossible de vous citer tous !

Merci à tous ceux dont j'ai partagé la table pour leur conversation, soit enrichissante, soit (très) décontractante à chaque repas. - Les tablées du LEG sont très grandes -.

Merci à Yves André pour son hospitalité strasbourgeoise, à toute l'équipe CDI pour m'avoir accueilli en son sein et pour toutes les astuces que Christophe et Stéphane (et d'autres) ont bien voulu me donner. Merci à Mlle N. et à toute son équipe de miss pour la préparation du pot. (Je garde l'anonymat de Mlle N. pour que d'autres ne soient pas tentés, comme moi, de prévoir un pot en moins de 48 heures). Merci à JCC (dit Samy), JS, AS, JET (dit Petit Pimousse) pour leurs bras. Pour les mêmes raisons je conserve l'anonymat (mais cette fois pour le déménagement).

Merci aussi à l'équipe du LAG (oui vous avez bien lu) pour les mêmes raisons. Pareil pour l'équipe 'pique-nique'.

Merci enfin à toute ma famille et à Sylvie parce que, bon hein, sans eux on n'en serait pas là.

On ne fait pas une thèse sans un bon entourage.

Enfin puisque le protocole veut que les remerciements ne soient pas soumis au protocole (sophisme du menteur) je me lâche et je dédie cette thèse à tous ceux qui ont des idées originales, voire farfelues.

Bonne lecture à tous.

*Etrange époque ou il faut plus
d'énergie pour briser un préjugé
que pour briser un atome.*

A. Einstein.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
I. CHAPITRE 1 : LE MONDE MERVEILLEUX DE LA PROTECTION DIFFERENTIELLE	3
I.1 HISTORIQUE ET ROLE DES APPAREILS DE PROTECTION DIFFERENTIELLE.	3
I.1.A PRINCIPE DE LA PROTECTION DIFFERENTIELLE	3
I.1.B PRINCIPE DE DETECTION DU COURANT DE DEFAUT	4
I.2 COMPOSITION D'UN APPAREIL DE PROTECTION DIFFERENTIELLE - TERMINOLOGIE.	5
I.3 LES DIFFERENTS TYPES DE COURANT DE DEFAUT.	10
I.3.A ORIGINE DES COURANTS DE DEFAUT	10
I.3.B TERMINOLOGIE	11
I.3.C EFFET DE LA COMPOSANTE CONTINUE - MATERIAUX A CYCLES COUCHES	11
I.4 CONDITIONS DE MESURE DU COURANT DE DEFAUT - REGIME QUASI PERMANENT.	12
I.4.A CONDITIONS DE MESURE DU COURANT DE DEFAUT	12
I.4.B CONDITIONS PROCHES DU DECLENCHEMENT	13
I.5 ORDRE DE GRANDEURS DU DOMAINE ETUDIE.	14
I.6 LE PROBLEME DE LA DISPERSION DES COMPOSANTS - IMPORTANCE DE LA MESURE INDIVIDUELLE.	15
I.6.A DISPERSION DES COMPOSANTS	15
I.6.B NECESSITE D'UNE MESURE INDIVIDUELLE DES COMPOSANTS	15
I.7 LES OBJECTIFS DE LA THESE.	16
I.8 CONCLUSIONS.	18
II. CHAPITRE II : MODELISATION DU TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL AVEC DES COURANTS DE DEFAUT SINUSOIDAUX	19
II.1 INTRODUCTION.	19
II.1.A RECHERCHE DE MODELES DEJA EXISTANTS : TRANSFORMATEUR DE TENSION OU DE COURANT ?	19
II.1.B LE MODELE DE LA CHAINE DE MESURE EST ANALYTIQUE	21
II.1.C DEROULEMENT DE CETTE ETUDE	22
II.2 MODELISATION DES DIFFERENTS ELEMENTS DE LA CHAINE DE MESURE ET PRINCIPE DU CALCUL DU COURANT DE DEFAUT.	22
II.2.A MODELISATION DES ELEMENTS	22
II.2.B ENCHAINEMENT DES CALCULS	24
II.2.C MESURE DE ZM EN FONCTION DE L'ETAT MAGNETIQUE DU TORE	26
II.2.D HYPOTHESES IMPLICITES ET EXPLICITES DANS LES CALCULS	26
II.2.E SYNTHESE SUR LE MODELE	28
II.3 IMPORTANCE DES INDUCTANCES DE FUITE ET DES RESISTANCES DES BOBINAGES.	28
II.3.A PHENOMENE PHYSIQUE DES INDUCTANCES DE FUITE, REPRESENTATION ELECTRIQUE, INFLUENCE SUR LE MODELE	28
II.3.B OBTENTION DES VALEURS DE L_2	30

VI.3.C MISE EN OEUVRE DU MODELE DE PREISACH	107
VI.3.D CALCUL DES COURBES ΔB DYNAMIQUE PAR SIMULATION AVEC LE MODELE DE PREISACH	108
VI.3.E OBTENTION DE CES COURBES PAR SIMULATION UTILISANT LE MODELE FREQUENTIEL DES CHAPITRES III ET V	111
VI.3.F SYNTHÈSE SUR LES SIMULATIONS	112
VI.4 CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES.	113
 CONCLUSION GENERALE	 115
 REFERENCES ET BIBLIOGRAPHIE	 119
 ANNEXES	 121

II.3.C SENSIBILITE DES CALCULS A LA VALEUR DE L_S	31
II.3.D RAISONNEMENT AVEC R_2	32
II.3.E SYNTHSE SUR LES TERMES L_2 ET R_2 DU MODELE	32
II.4 TESTS DE VALIDATION DU MODELE.	32
II.4.A MANIPULATION DE PREDETERMINATION	32
II.4.B LE RELAIS EQUIVALENT	34
II.4.C RESULTATS EXPERIMENTAUX	35
II.5 ETUDE DE SENSIBILITE DU MODELE PAR RAPPORT AUX DIFFERENTS PARAMETRES QUI LE COMPOSENT.	36
II.5.A CALCUL DE LA SENSIBILITE DU MODELE	36
II.5.B RESULTATS ET ANALYSE	37
II.6 SYNTHSE, CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES.	38

III. CHAPITRE III : MODELISATION DU TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL AVEC DES COURANTS DE DEFAUT A COMPOSANTE CONTINUE

III.1 INTRODUCTION. PRESENTATION DE LA PROBLEMATIQUE ONDE C.C.	41
III.2 OBSERVATION DES SIGNAUX TEMPORELS EXPERIMENTAUX DU MONTAGE.	42
III.2.A MONTAGE REALISE	42
III.2.B COURANT MAGNETISANT : AVEC OU SANS COMPOSANTE CONTINUE	42
III.2.C RESULTATS EXPERIMENTAUX	43
III.3 ELABORATION DU CAHIER DES CHARGES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL.	46
III.3.A REPRESENTATION ELECTRIQUE DU TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL DANS LA CHAINE DE MESURE	46
III.3.B REMARQUES SUR CETTE REPRESENTATION ELECTRIQUE DU TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL	48
III.3.C DEFINITION DES CONDITIONS DE TRAVAIL DU TRANSFORMATEUR	49
III.3.D CARACTERISATION DES CONDITIONS DE TRAVAIL DU TORE	50
III.3.E ELABORATION DU CAHIER DES CHARGES DU MODELE DU TORE	51
III.3.F SYNTHSE SUR LE CAHIER DES CHARGES DU MODELE	52
III.4 OBTENTION DE L'IMPEDANCE MAGNETISANTE.	53
III.4.A TOPOLOGIES DU CIRCUIT PRESENTES DANS LA LITTERATURE	53
III.4.B CHOIX D'UNE TOPOLOGIE POUR NOTRE PROBLEME	54
III.4.C OBTENTION DES VALEURS DES COMPOSANTS DU CIRCUIT	55
III.5 TESTS DE VALIDATION DU MODELE DU TRANSFORMATEUR.	57
III.5.A DEROULEMENT DES TESTS AVEC LES SIGNAUX TEMPORELS	57
III.5.B RELAIS EQUIVALENT	58
III.5.C RESULTATS EXPERIMENTAUX ET SIMULES - COMPARAISON	58
III.6 ANALYSE DES CARACTERISTIQUES DE NOTRE MODELE PAR RAPPORT AUX PHENOMENES MAGNETIQUES HABITUELLEMENT RENCONTRES.	61
III.6.A NON LINEARITE DES MATERIAUX MAGNETIQUES	62
III.6.B LIMITE DU DOMAINE DE VALIDITE DU MODELE EN FONCTION DE L'AMPLITUDE DES SIGNAUX	62
III.6.C VARIATIONS DES CARACTERISTIQUES AVEC LA FREQUENCE	64
III.6.D CYCLES MINEURS DECRITS DANS LE MATERIAU	65
III.6.E PRISE EN COMPTE DES PHENOMENES D'HYSTERESIS - LINEARITE DE NOTRE MODELE	66
III.6.F DIFFUSIVITE DES MATERIAUX MAGNETIQUES	67
III.6.G CONCLUSION SUR LE DOMAINE DE VALIDITE DU MODELE DEVELOPPE	68
III.7 CONCLUSION SUR LA MODELISATION DU TORE AVEC DES COURANTS DE DEFAUT A COMPOSANTE CONTINUE.	68

IV CHAPITRE IV : MODELISATION DU RELAIS AVEC DES COURANTS DE DEFAUT A COMPOSANTE CONTINUE	71
IV.1 INTRODUCTION - DEFINITION DU DOMAINE D'ETUDE.	71
IV.2 SIMILARITES AVEC LE TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL - IMPORTANCE DE LA RESISTANCE DU BOBINAGE- IMPEDANCE PRINCIPALE DU RELAIS.	72
IV.2.A RAPPEL DE LA CONSTITUTION ET DU FONCTIONNEMENT DU RELAIS	72
IV.2.B PHENOMENES PHYSIQUES RENCONTRES DANS LE FONCTIONNEMENT DU RELAIS	73
IV.2.C SIMILARITES AVEC LE TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL	74
IV.2.D IMPEDANCE PRINCIPALE, TOTALE ET DU BOBINAGE	75
IV.2.E TOPOLOGIE DU CIRCUIT EQUIVALENT - OBTENTION DES PARAMETRES DU MODELE	76
IV.3 CONCLUSIONS.	77
V. CHAPITRE V : SIMULATION DE LA CHAINE DE MESURE DANS LE CAS GENERAL	79
V.1 INTRODUCTION.	79
V.1.A SYNTHESE SUR LES CHAPITRES PRECEDENTS	79
V.1.B BUTS DE CE CHAPITRE	80
V.1.C DEROULEMENT DE CE CHAPITRE	80
V.2 UNE AUTRE APPROCHE DE LA SIMULATION DE LA CHAINE DE MESURE.	81
V.2.A AVANTAGES A DEVELOPPER UN AUTRE MODE SIMULATION	81
V.2.B CARACTERISTIQUES DES SIMULATIONS DE NOTRE CIRCUIT	81
V.2.C CALCUL DE CHAQUE GRANDEUR DU CIRCUIT	83
V.2.D REPRESENTATION SCHEMATIQUE DE CETTE SIMULATION	84
V.3 CRITERE DE SIMULATION COHERENTE - STRATEGIE ADOPTEE.	85
V.3.A TIONS DE LA REPONSE FREQUENTIELLE DE L'IMPEDANCE MAGNETISANTE EN FONCTION DE LA COMPOSANTE CONTINUE ET DE L'AMPLITUDE DES SIGNAUX LORS DE LA MESURE	85
V.3.B CRITERE DE SIMULATION COHERENTE	87
V.3.C STRATEGIE POUR REALISER LE CRITERE DE SIMULATION COHERENTE	88
V.3.D SYNTHESE SUR CETTE ETAPE	89
V.4 SIMPLIFICATION DE LA MESURE FREQUENTIELLE DE L'IMPEDANCE MAGNETISANTE DANS UN CAS QUELCONQUE.	90
V.5 TESTS DE VALIDATIONS DU MODELE DE LA CHAINE DE MESURE.	91
V.6 SYNTHESE SUR LES OUTILS DE CALCULS ET EXTENSION A D'AUTRES CIRCUITS ELECTRIQUES.	93
VI CHAPITRE VI : CARACTERISATION D'UN MATERIAU MAGNETIQUE EN REGIME DISSYMETRIQUE	95
VI.1 INTRODUCTION - NECESSITE DE CARACTERISER LES MATERIAUX MAGNETIQUES EN REGIME DISSYMETRIQUE : MESURE EN DOUBLE ALTERNANCE.	95
VI.2 COURBES $B(H)$ EN COURANT REDRESSE DOUBLE ALTERNANCE ET APPROCHE QUALITATIVE.	96
VI.2.A MONTAGE ET MANIERE DE PROCEDER	96
VI.2.B SIGNIFICATION PHYSIQUE	98
VI.2.C EXPLICATION DE LA FORME DE LA COURBE	100
VI.2.D SYNTHESE SUR LES COURBES ΔB DYNAMIQUES ET LEUR APPROCHE QUALITATIVE	103
VI.3 OBTENTION DES COURBES ΔB DYNAMIQUE PAR SIMULATION.	103
VI.3.A PRESENTATION DU MODELE DE PREISACH STATIQUE	104
VI.3.B PRESENTATION DU MODELE DE PREISACH DYNAMIQUE	106

Table des illustrations

Chapitre I : Le monde merveilleux de la protection différentielle

Figure I-1 : Principe de la protection différentielle	4
Figure I-2 : Composition des appareils de protection différentielle	5
Figure I-3 : Le tore est un ruban magnétique enroulé sur lui même	6
Figure I-4 : Simplification conservant le courant de défaut	6
Figure I-5 : Circuit de mise en forme réel	7
Figure I-6 : Constitution et fonctionnement du relais	8
Figure I-7 : Mesure de l'impédance et de la puissance du relais	9
Figure I-8 : Différentes origines des courants de défaut	10
Figure I-9 : Exemple de courant de défaut à composante continue	11
Figure I-10 : Cycles d'hystérésis avant et après recuit sous champ transverse (cycle couché)	12
Figure I-11 : Différentes manières d'accéder au déclenchement	13
Figure I-12 : Aperçu des conditions proches du déclenchement: le courant primaire a la même valeur au moment du déclenchement et durant les périodes le précédant.	14
Figure I-13 : Manipulation de prédétermination	17

Chapitre II : Modélisation du transformateur différentiel avec des courants de défaut sinusoïdaux

Figure II-1 : Chaîne de mesure	19
Figure II-2 : Cycles d'hystérésis et signaux obtenus avec une induction sinusoïdale ou un champ sinusoïdal	21
Figure II-3 : Modélisation électrique du relais	23
Figure II-4 : Modélisation classique d'un transformateur	24
Figure II-5 : Ordre d'enchaînement des calculs.	25
Figure II-6 : Mesure de l'impédance Z_m pour différents états magnétiques	26
Figure II-7 : Répartition de l'induction dans le tore	27
Figure II-8 : Circuit magnétique à deux enroulements avec les 3 flux possibles	29
Figure II-9 : Courbe type obtenue après la manipulation de prédétermination	33
Figure II-10 : Réalisation du relais équivalent.	35
Figure II-11 : validation sur un cas sans circuit de mise en forme entre le tore et le relais	35
Figure II-12 : Validation sur un cas avec circuit de mise en forme entre le tore et le relais	36

Chapitre III Modélisation du transformateur différentiel avec des courants de défaut à composante continue

Figure III-1 : Montage expérimental réalisé	42
Figure III-2 : Relevés expérimentaux avec un courant à 135 degrés	43
Figure III-3 : Relevés expérimentaux avec un courant à 135 degrés	44
Figure III-4 : Relevés expérimentaux avec un courant à 135 degrés	44
Figure III-5 : Relevés expérimentaux avec un courant à 135 degrés	45
Figure III-6 : Obtention du courant magnétisant par différence des ampères tours	45
Figure III-7 : Courant de défaut réel et son équivalent au secondaire	47
Figure III-8 : Schéma électrique de la chaîne de mesure vue du secondaire	48
Figure III-9 : Définition de la valeur centrale et de la demi amplitude du courant magnétisant	51
Figure III-10 : différents courants magnétisants envisageables	52
Figure III-11 : Différentes représentations d'impédances magnétisantes	53
Figure III-12 : Représentation électrique d'une impédance magnétisante	54
Figure III-13 : Grandeurs caractéristiques sur un signal symétrique	55

Figure III-14 : Banc de mesure de l'impédance du tore	56
Figure III-15 : Comparaison en fonction de la fréquence du module expérimental et du module issu du modèle	56
Figure III-16 : Comparaison en fonction de la fréquence de la phase expérimentale et de la phase issue du modèle	57
Figure III-17 : Enchaînement des étapes pour tester le modèle	58
Figure III-18 : Détermination des valeurs pour le calcul de l'écart relatif	59
Figure III-19 : Comparaison de la tension et du courant secondaires	60
Figure III-20 : Comparaison tension et courant du relais modèle	60
Figure III-21 : représentation des cycles dans l'hypothèse des petits signaux	62
Figure III-22 : Cycles obtenus en dehors de l'hypothèse petits signaux	63
Figure III-23 : Cycles obtenus avec un courant sinusoïdal à différentes fréquences	65
Figure III-24 : Cycles mineurs obtenus avec le modèle	66
Figure III-25 : Comparaison des tensions et inductions avec des créneaux de courant à 400 Hz	67

Chapitre IV : Modélisation du relais avec des courants de défaut à composante continue

Figure IV-1 : Constitution du relais	72
Figure IV-2 : Evolution de la représentation du relais comme un composant bobiné	75
Figure IV-3 : Décomposition des impédances du relais	75
Figure IV-4 : Topologie du circuit équivalent du relais.	76
Figure IV-5 : Autre topologie possible englobant la résistance du bobinage	77

Chapitre V : Simulation de la chaîne de mesure dans le cas général

Figure V-1 : Circuit électrique simulé	79
Figure V-2 : Décomposition de la source de courant I_{d2}	83
Figure V-3 : Représentation schématique du bloc simulation temporelle	85
Figure V-4 : Variation de l'impédance magnétisante en fonction du point de polarisation	86
Figure V-5 : Evolution du module de Z_m à 50 Hz en fonction des conditions de mesure	87
Figure V-6 : Stratégie développée pour réaliser le critère de simulation cohérente	88
Figure V-7 : Représentation schématique des phases de mesure et d'interpolation de Z_m	90
Figure V-8 : Comparaison des résultats avec un courant à 135 degrés	92
Figure 9 : Comparaison des résultats avec un courant à 0 degré	92

Chapitre VI : Caractérisation d'un matériau magnétique en régime dissymétrique

Figure VI-1 : Banc de mesure des courbes ΔB dynamique	97
Figure VI-2 : Courbe ΔB dynamique obtenue	98
Figure VI-3 : Illustration du ΔB sur un cycle quelconque	99
Figure VI-4 : Obtention des cycles décrits	99
Figure VI-5 : Cycles décrits avec des courants de différentes amplitudes	100
Figure VI-6 : Deux cycles décrits dans la zone linéaire	100
Figure VI-7 : Deux cycles décrits en zone saturée	101
Figure VI-8 : Courbes ΔB dynamiques à différentes fréquences	103
Figure VI-9 : Cycle des éléments de Preisach	104
Figure VI-10 : Somme pondérée de trois éléments de Preisach	105
Figure VI-11 : Cycles obtenus avec différentes pondérations	105
Figure VI-12 : Evolution du cycle élémentaire en fonction de la fréquence	106
Figure VI-13 : Cycles d'hystérésis obtenus à différentes fréquences	107
Figure VI-14 : Représentation fonctionnelle du modèle de Preisach	107
Figure VI-15 : Mise en oeuvre du modèle de Preisach sous forme de tableau	108
Figure VI-16 : Représentation du matériau linéaire fictif	109

<i>Figure VI-17 : Processus de calcul du $\Delta B_{\text{dynamique}}$</i>	110
<i>Figure VI-18 : Comparaison modèle - expérience</i>	111
<i>Figure VI-19 : Méthode de simulation en utilisant le modèle du chapitre III</i>	111
<i>Figure VI-20 : Résultats de simulation avec le modèle du chapitre 3</i>	112

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Qu'ils soient de mesure ou de puissance les transformateurs sont présents dans de nombreuses applications électrotechniques. Ce sont généralement soit des transformateurs de tension soit des transformateurs de courant. Leur simplicité de mise en oeuvre et l'isolation galvanique qu'ils procurent en font les outils idéaux pour l'investigation lors de mesures expérimentales ou encore pour la régulation des procédés.

Les appareils de protection différentielle sont une application très particulière des transformateurs de mesure: l'appareil fait automatiquement la différence des ampères tours. Il est capable de mesurer des courants différentiels qui sont jusqu'à 2000 fois plus petits que les courants de charge. Les courants différentiels ne sont pas obligatoirement sinusoïdaux et peuvent présenter une composante continue et des fronts raides. Enfin le tore magnétique de mesure utilisé ne travaille pas dans sa zone linéaire.

Dans ce mémoire nous nous proposons de développer un modèle électrique de la chaîne de mesure des appareils de protection différentielle.

Dans le **premier chapitre** nous présentons le domaine de la protection différentielle. Nous introduisons le principe de fonctionnement de ces appareils, les termes utilisés dans cette activité et les différents courants de défaut rencontrés. Nous y définissons les objectifs du travail de thèse.

Le **second chapitre** traite la modélisation de la chaîne de mesure avec des courants de défaut sinusoïdaux. Après des considérations sur la nature de la chaîne de mesure nous en proposons un modèle et traitons le problème des flux de fuite. Des mesures expérimentales valident ce premier modèle.

Le **troisième chapitre** est consacré aux courants de défaut à composante continue pour lesquels le modèle développé précédemment est inadapté. Pour cela nous étudions un cas expérimental pour appréhender les phénomènes mis en jeu. Cela nous amène à développer un modèle fréquentiel de la chaîne de mesure qui tienne compte de la composante continue. Avec le modèle que nous avons développé nous sommes capables de reproduire les signaux temporels dans un cas précis.

La chaîne de mesure comporte un micro-actionneur appelé relais dont la réponse fréquentielle doit être connue. Le **quatrième chapitre** est consacré à cette étape.

Au **cinquième chapitre** nous étendons les résultats du troisième chapitre à des simulations dans un cas quelconque sans a priori. Après avoir constaté la non-linéarité des composants utilisés nous établissons des critères à respecter pour tenir effectivement compte de ces non linéarités. Nous développons également la stratégie qui permet de satisfaire ces critères. Des mesures expérimentales valident le bien fondé de notre démarche.

Au **sixième chapitre** nous nous interrogeons sur les moyens de caractérisation des matériaux magnétiques. Pour certaines applications, dont les appareils de protection différentielle, les mesures classiques des courbes $B(H)$ sont inadaptées pour illustrer les performances réelles du matériau. Nous étudions alors un autre moyen de caractérisation proposé par les fournisseurs de matériaux magnétiques.

INTRODUCTION GENERALE

1

Chapitre I

Le monde merveilleux de la protection différentielle

CHAPITRE I

Le monde merveilleux de la protection différentielle

Ce premier chapitre a, avant tout, un rôle d'introduction au domaine étudié. Nous allons y présenter les appareils de protection différentielle : leur rôle, leur origine et leur composition. Nous pourrions alors préciser la terminologie employée dans cette activité électrotechnique, notamment les différents types de courants de défaut. Pour conclure cette présentation nous préciserons les conditions de mesure du courant de défaut et les ordres de grandeurs rencontrés. Nous exposerons également le problème de la dispersion des composants, problème inéluctable dès que l'on produit des appareils en grande série. Après avoir présenté tous ces différents aspects de la protection différentielle nous serons à même de définir les objectifs de cette thèse.

1.1 Historique et rôle des appareils de protection différentielle.

Les appareils de protection différentielle ont pour fonction de protéger les biens et les personnes des dangers électriques. Aujourd'hui capables de protéger les personnes face à des courants de quelques milliampères, ils étaient à l'origine conçus pour prévenir les distributeurs d'électricité du vol de courant. La sensibilité des appareils s'est accrue avec le temps mais le principe général de détection du courant de défaut est resté identique. C'est ce principe que nous présentons en Figure I-1.

I.1.a Principe de la protection différentielle

La protection différentielle se réalise en 3 temps :

- 1- apparition du défaut (le courant traverse le corps de la personne)
- 2- détection du défaut (l'appareil de protection détecte un courant de défaut)
- 3- ouverture du circuit de distribution grâce aux organes de coupure. La personne, alors isolée de la source électrique, est sauvée si l'enchaînement défaut - détection - coupure est suffisamment rapide.

Une telle structure de distribution ne permet bien sûr pas la continuité d'exploitation. Dans ce cas un régime de neutre IT¹ est préférable.

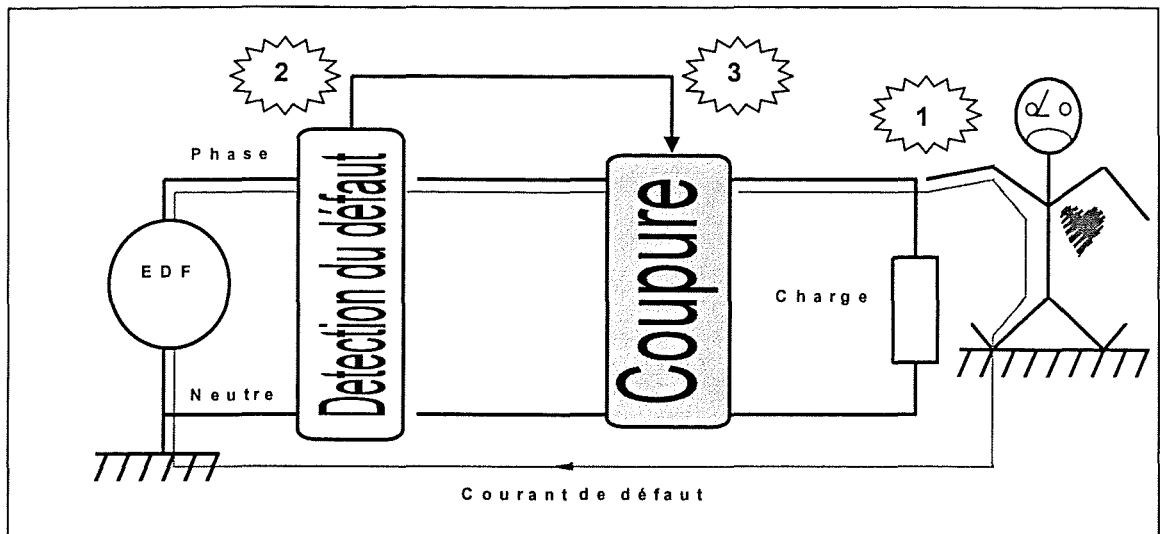


Figure I-1 : Principe de la protection différentielle

I.1.b Principe de détection du courant de défaut

Dans ce qui suit nous nous plaçons dans l'hypothèse d'une distribution monophasée. On peut sans difficulté étendre notre propos au cas de la distribution polyphasée.

Prenons l'exemple d'une personne en contact accidentel avec la phase d'une installation électrique monophasée, en aval du dispositif de protection.

Imaginons que la charge consomme un courant de 10 A et que le corps de notre personne soit parcouru par un courant (maintenant appelé courant de défaut) de 50 mA qu'il s'agit de détecter. Le pôle 1 est alors parcouru par un courant de 10 A + 50 mA, le pôle 2 un courant de 10 A.

L'organe de protection différentielle consiste en l'association d'un tore magnétique bobiné et d'un relais de haute sensibilité (Figure I-2)

Le circuit de puissance est bobiné de telle sorte que les ampères tours de charge s'annulent. La somme des ampères tours résultant du passage des courants dans les pôles 1 et 2 est alors égale à :

$$N1 \cdot I_{\text{pole1}} + N1 \cdot I_{\text{pole2}} = N1 \cdot (10\text{A} + 50\text{mA} - 10\text{A}) = N1 \cdot 50\text{mA} \quad \text{Equation I- 1}$$

¹ Neutre du transformateur de distribution isolé de la terre et masse de l'appareil relié à la terre. Avec cette distribution un premier défaut d'isolement peut survenir sans que l'installation soit pour autant dangereuse. Un contrôleur d'isolement surveille en permanence l'installation et indique si des opérations de maintenance sont à réaliser.

Donc seul le courant de défaut crée des ampères tours magnétisants. Lorsque le tore est magnétisé, l'enroulement secondaire est alors parcouru par un flux variable qui engendre une tension capable d'actionner le micro-actionneur appelé relais, entraînant l'ouverture des contacts mobiles.

1.2 Composition d'un appareil de protection différentielle - Terminologie.

Après avoir décrit le principe de fonctionnement, nous allons décrire la composition d'un appareil de protection différentielle représenté à la Figure I-2.

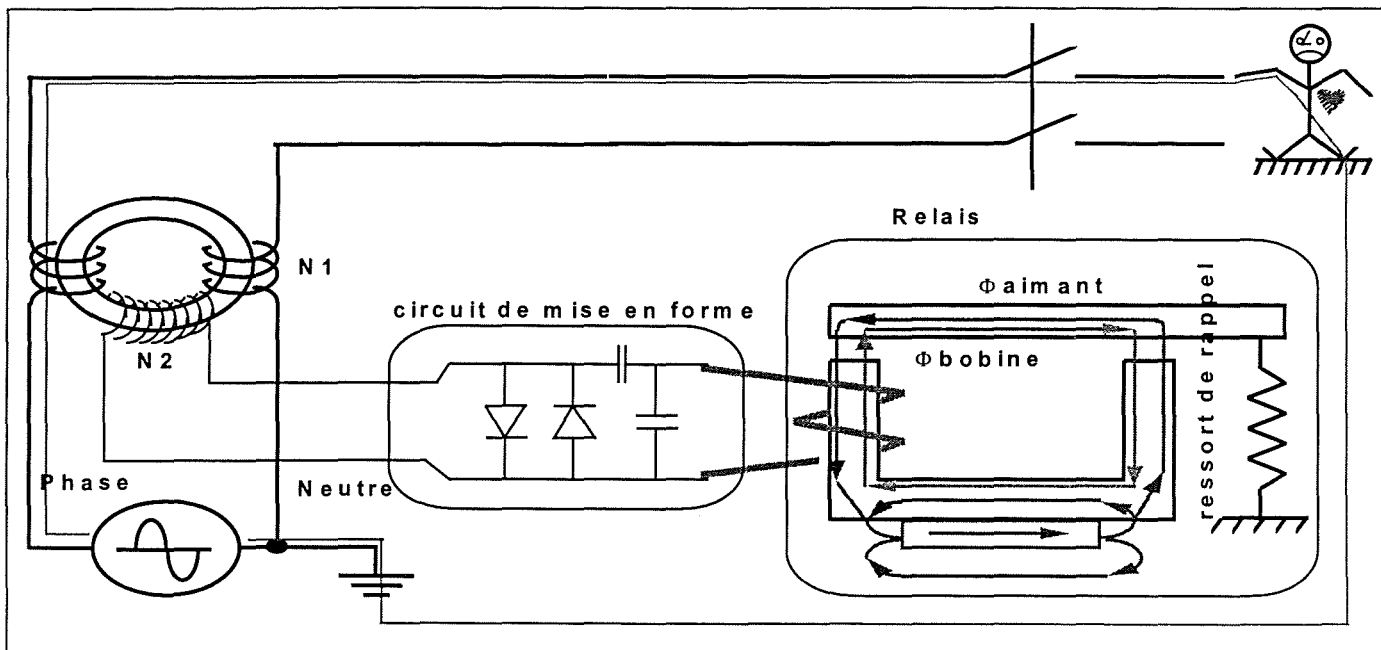


Figure I-2 : Composition des appareils de protection différentielle

Sur cette figure on distingue :

- le tore magnétique (ou tore) c'est un ruban de matériau magnétique enroulé sur lui-même (Figure I-3). C'est un alliage de Fer-Nickel et est donc mécaniquement très fragile. C'est pourquoi il est entouré d'une carcasse de matière plastique. Le tore magnétique « transmet » le courant de défaut du primaire au circuit secondaire de déclenchement.

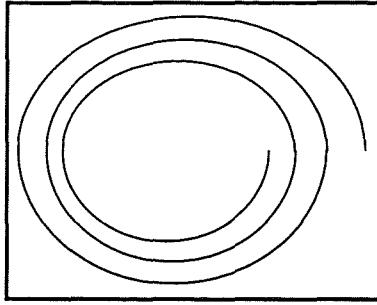


Figure I-3 : Le tore est un ruban magnétique enroulé sur lui même

Autour du tore magnétique se trouvent bobinés les enroulements primaires et l'enroulement secondaire.

Terminologie : Un tore est désigné par ses dimensions (diamètre extérieur * diamètre intérieur * hauteur) ainsi que le matériau magnétique dont il est fait.

Représentation du tore avec ses enroulements : Dans toute la suite de ce mémoire on fait abstraction du courant de charge (car les ampères tours de charge s'opposent) et on ne représente plus que le courant de défaut qui traverse un seul enroulement primaire. L'enroulement secondaire reste inchangé (Figure I-4).

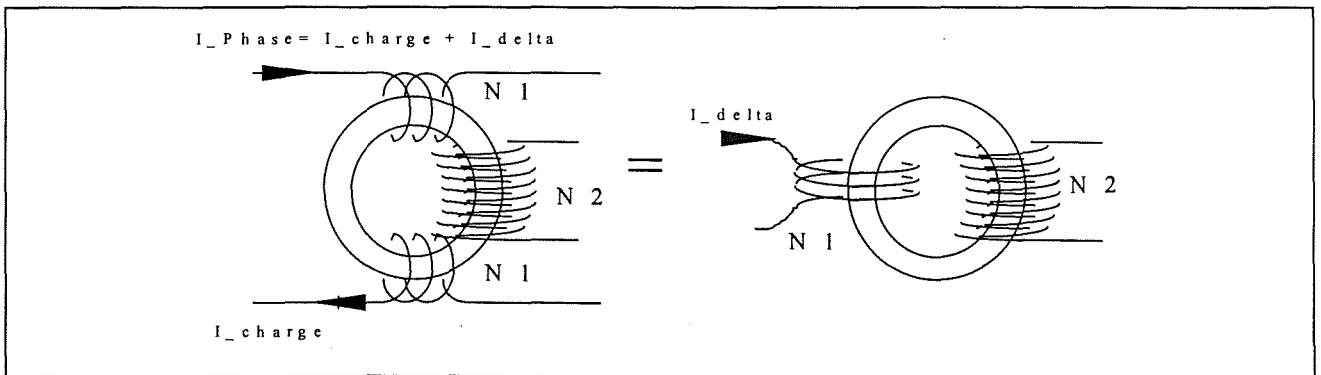


Figure I-4 : Simplification conservant le courant de défaut

- **Les enroulements primaires** : chaque pôle (phase ou neutre) a un nombre identique de spires. Elles sont bobinées de telle sorte que les Ampères tours du courant de charge s'annulent. Ces conducteurs conduisent le courant nominal de charge. Ils ont alors une section capable de supporter 16 à 63 A (calibre du disjoncteur).

Terminologie : dans tout ce mémoire nous désignerons par N_1 exclusivement le nombre de spires des enroulements primaires.

- L'enroulement secondaire : réalisé en fil fin (car il ne véhicule que de très faibles courants), il recueille les variations du flux du tore engendrées par le courant de défaut pour alimenter le circuit secondaire.

Terminologie : dans tout ce mémoire nous désignerons par N_2 exclusivement le nombre de spires du circuit secondaire.

- Le circuit de mise en forme : il n'est pas cité dans le principe de détection du courant de défaut. Il a pour rôle de conditionner le signal secondaire afin de minimiser la taille du tore et de faire face à certains transitoires (coup de foudre par exemple.). Il est composé (Figure I-5) des éléments suivants :

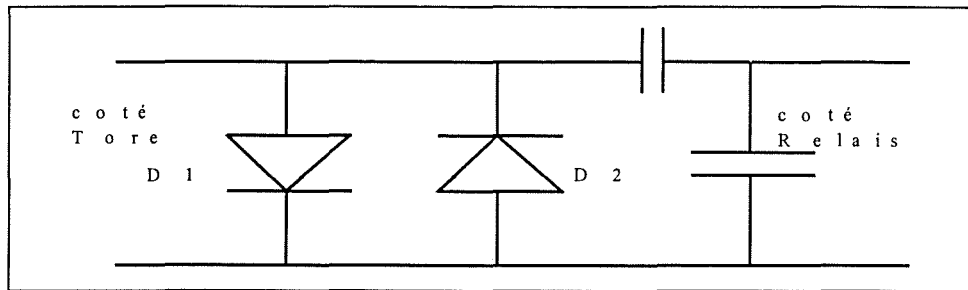


Figure I-5 : Circuit de mise en forme réel

- Deux diodes tête-bêche D1 et D2 : en entrée de la plaquette. Sur cette figure on pourrait penser qu'elles réalisent un court-circuit franc ; mais c'est sans tenir compte de la tension de coude des diodes ($= 0,6 \text{ V}$) supérieure aux tensions rencontrées dans le circuit secondaire (cf. I.5 "ordre de grandeurs rencontrés"). En revanche en cas de coup de foudre, la tension sera alors supérieure à la tension de coude, les diodes vont conduire et un déclenchement intempestif sera évité.

Dans le cadre de notre étude (régime de défaut à 50 Hz) ces diodes ne seront pas prises en compte.

- Deux condensateurs : leur rôle peut être vu sous deux angles : soit compensation de la puissance réactive du tore et du relais ou bien filtre de résonance du circuit secondaire.

- Le relais : c'est le micro-actionneur qui, alimenté par le tore, va libérer un système de ressorts (appelé serrure) entraînant l'ouverture des contacts mobiles (étape 3 du principe de la protection différentielle).

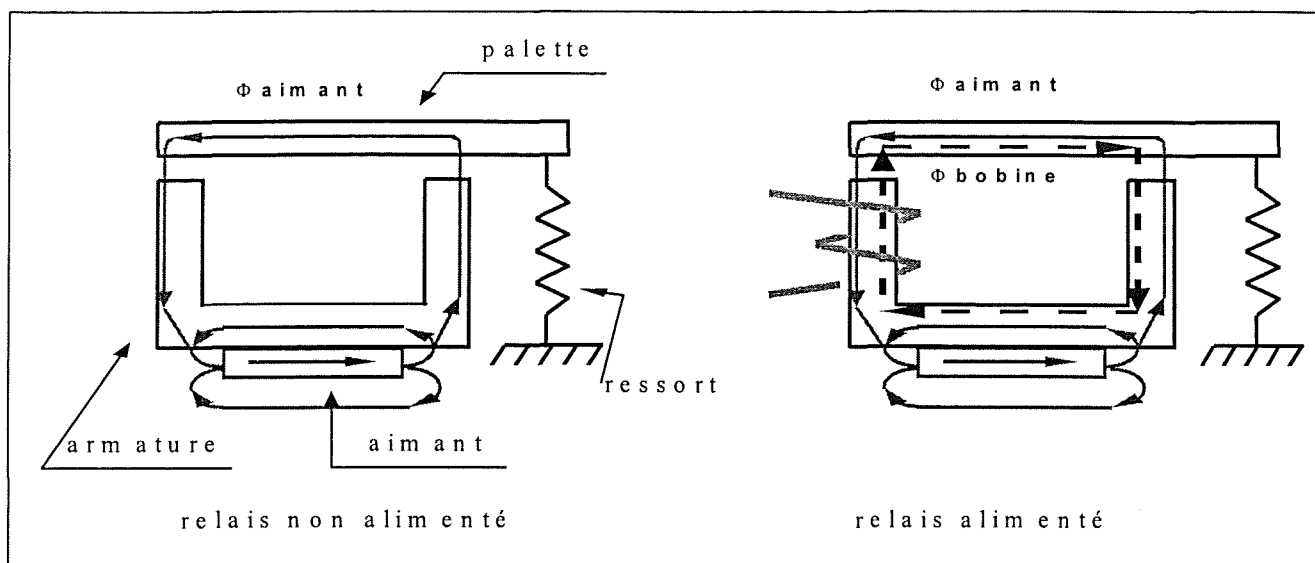


Figure I-6 : Constitution et fonctionnement du relais

La Figure I-6 représente schématiquement le relais non alimenté. Il comporte une pièce en forme de U appelée armature sous laquelle on fixe un aimant. Une plaque dénommée palette ferme le circuit magnétique. Un ressort de traction est accroché à la palette et tend à ouvrir le circuit magnétique. Le flux créé par l'aimant dans l'entrefer va coller la palette à l'armature. Ces forces magnétiques sont supérieures à la force du ressort et le relais reste fermé.

Bobine alimentée :

Le flux créé par la bobine (alimentée dans le bon sens) s'oppose au flux de l'aimant et va donc faire décroître les forces magnétiques de l'entrefer. Celles-ci ne sont alors plus assez fortes pour contrecarrer l'action du ressort, la palette est alors entraînée par ce dernier : le relais s'ouvre.

Terminologie

En plus des éléments figurant en légende il faut citer le vocabulaire suivant :

- **Impédance du relais** (Figure I-7) : lorsque le relais est alimenté on peut bien sûr mesurer sa tension et son courant (cf. I.4). On appelle impédance du relais le rapport

$$Z=U/I \quad \text{Equation 2}$$

avec la tension en valeur efficace et le courant forcé sinusoïdal mesuré en valeur efficace. On constate que la valeur de cette impédance varie en fonction du niveau du courant imposé (car le relais n'est pas linéaire). Dans la pratique on ne s'intéresse qu'à l'impédance mesurée dans des conditions proches de celles du déclenchement (cf. I.4 pour cette notion).

On l'appelle alors simplement impédance du relais. Cette impédance peut bien sûr être considérée sous forme complexe si l'on tient compte du déphasage entre tension et courant.

- **Puissance du relais** : de la même manière que l'impédance du relais on peut considérer le produit tension courant

$$S = U_{\text{eff}} * I_{\text{eff}} \quad \text{Equation 3}$$

mesuré dans des conditions proches du déclenchement. On appelle ce produit la puissance du relais.

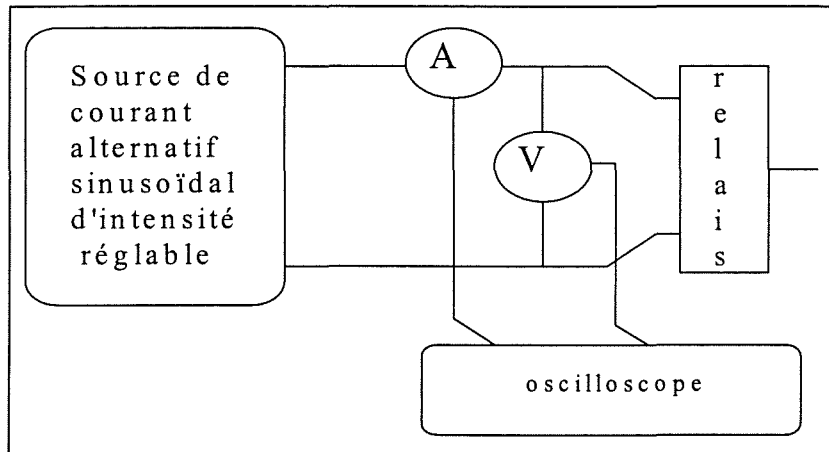


Figure I-7 : Mesure de l'impédance et de la puissance du relais

- **Ajustage du relais** : le relais comporte un aimant dont on peut régler le niveau d'aimantation par une opération extérieure appelée ajustage. En modifiant le niveau d'aimantation on modifie le flux créé par l'aimant dans l'entrefer, et par là même le courant qu'il faudra injecter dans cette bobine pour que le relais s'ouvre. On aura donc modifié la puissance du relais.

En agissant sur l'aimant il est donc possible d'ajuster précisément la puissance du relais : c'est l'opération d'ajustage. On dit qu'un relais a été ajusté à 400 μ VA par exemple.

Note : les matériaux magnétiques travaillent dans des zones non linéaires, modifier la puissance modifie le point de polarisation, et donc la réluctance du circuit magnétique et alors donc l'impédance du relais.

- **Les contacts mobiles** : ce sont les mêmes que ceux que l'on trouve dans tous les appareils de coupure de courant ; ils ont de grandes vitesses de déplacement et des chambres de coupure de l'arc. Ils ne font pas l'objet de l'étude menée ici.
- **Chaîne de mesure** : c'est l'ensemble tore, enroulements primaires et secondaire, circuit de mise en forme et relais.

1.3 Les différents types de courant de défaut.

Après avoir introduit les appareils de protection différentielle, décrit leur principe de fonctionnement et leur composition, nous allons à présent exposer dans quelles conditions ces appareils vont être appelés à fonctionner : nous allons voir les différents courants de défaut possibles.

1.3.a Origine des courants de défaut

Si le défaut électrique est en relation directe avec la source électrique alors le courant de défaut est sinusoïdal. Par contre, nous allons voir que s'il y a des composants électroniques non linéaires² entre la source d'électricité et le défaut électrique, alors le courant de défaut n'est pas sinusoïdal comme l'indiquent les figures suivantes.

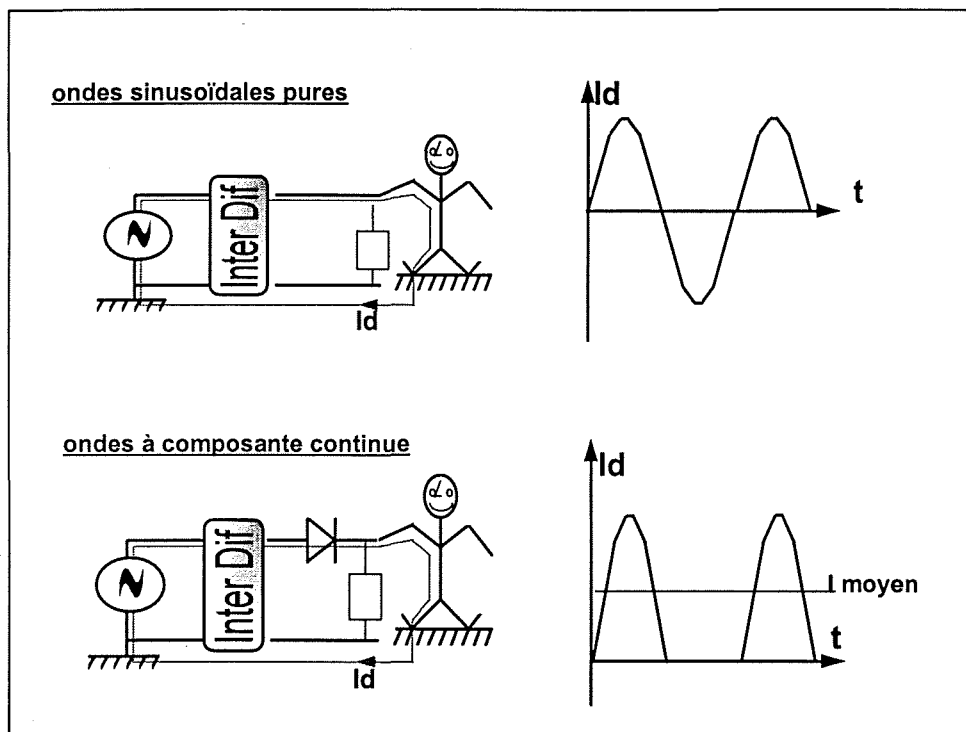


Figure I-8 : Différentes origines des courants de défaut

Dans le cas d'une diode, une seule alternance sur deux va passer dans le corps de la personne. On a alors un courant redressé mono-alternance. Nous appellerons ce courant onde 0°. S'il s'agit d'un triac à la place de la diode alors le courant n'est plus redressé mono-alternance mais on constate un retard à l'allumage d'un angle α . Dans le cas d'un redresseur, la personne est successivement en contact avec la phase de l'installation puis avec le neutre puis avec la phase ...

² comme l'étage redresseur d'un magnétoscope ou le régulateur de vitesse à thyristor d'une perceuse électroportative.

Durant la période où elle est en contact avec le neutre elle se trouve au même potentiel que la terre³ et il n'y a donc pas de courant de défaut. C'est pourquoi seule la partie positive du courant est conservée.

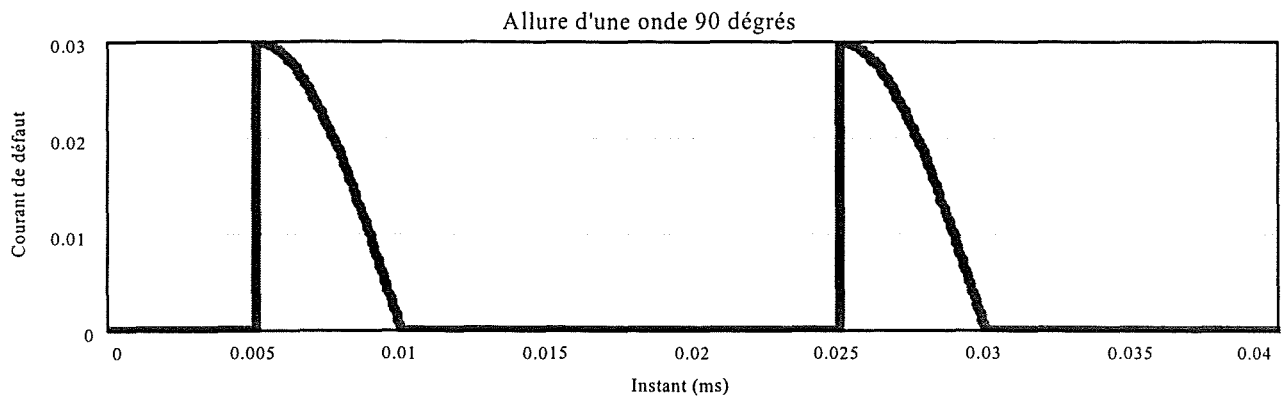


Figure I-9 : Exemple de courant de défaut à composante continue

I.3.b Terminologie

On appelle onde α degré, le courant de défaut obtenu avec un tel montage et un retard à l'allumage de α degré. Une fois l'angle fixé, pour exprimer l'intensité d'un tel signal on parle de sa valeur efficace vraie.

Polarité de l'onde : le relais étant polarisé, la chaîne de mesure ne va pas avoir le même comportement si le courant de défaut passe par l'un ou l'autre des enroulements primaires. Suivant le sens où le courant du défaut rentre dans le tore on parlera d'onde positive (onde +) ou onde négative (onde -).

Onde C-C : tous les courants présentés ont une composante continue non nulle. On les appelle donc onde à composante continue ou onde CC tout simplement.

I.3.c Effet de la composante continue - Matériaux à cycles couchés

Le courant de défaut a donc une composante continue et celle-ci va polariser le tore. Nous allons voir que cela n'est pas sans conséquences sur les performances du montage. Rappelons que le but d'un appareil de protection différentielle est de déclencher en cas de courant de défaut; c'est-à-dire qu'il faut pouvoir alimenter le relais. Cela nécessite à la fois et du courant et de la tension au secondaire, donc une variation de flux dans le tore.

³ Dans un régime de distribution TT.

Avec les matériaux à haute perméabilité⁴ cette composante continue va saturer le tore. Les variations de flux pour un courant donné seront amoindries, la tension du secondaire sera plus faible et le relais ne pourra pas s'ouvrir. Pour palier ce problème on utilise des matériaux dits à cycles couchés. Ils sont généralement obtenus après un recuit sous champ transverse. Leur cycle d'hystérésis est alors "étiré" suivant l'axe du champ et l'induction rémanente diminue (Figure I-10). Pour un même courant cela permet d'avoir une plus grande variation de flux et donc une plus grande tension. Le relais peut alors s'ouvrir.

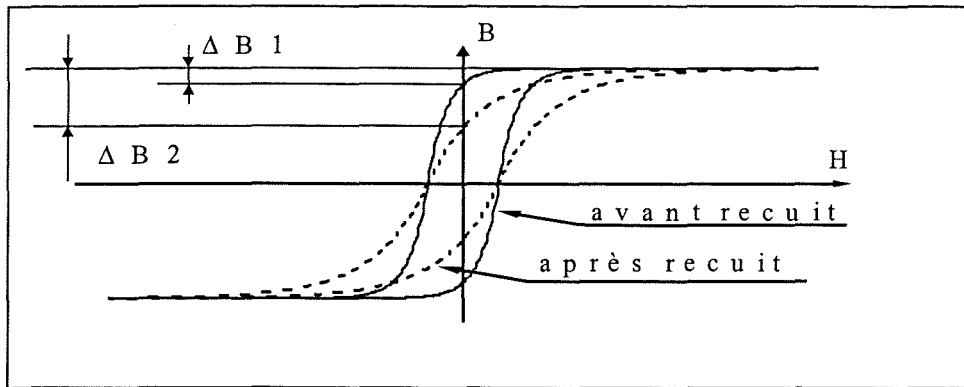


Figure I-10 : Cycles d'hystérésis avant et après recuit sous champ transverse (cycle couché)

I.4 Conditions de mesure du courant de défaut - Régime quasi permanent.

Nous avons déjà précisé le rôle et la composition des appareils de protection différentielle. Nous avons aussi défini ce qu'est un courant de défaut, et évoqué la sensibilité des appareils. Nous allons à présent affiner cette notion et indiquer dans quelles conditions ce courant est mesuré.

Voyons d'abord la sensibilité d'un appareil : c'est la valeur du courant de défaut (exprimé en valeur efficace) pour lequel l'appareil de protection différentielle déclenche.

I.4.a Conditions de mesure du courant de défaut

Les appareils de protection différentielle sont destinés à protéger les biens et les personnes. Dans le cadre de leur utilisation courante, le défaut différentiel est brusque. Ce genre de défaut est hélas difficile à caractériser. Cependant, pour pouvoir développer facilement les appareils, les normes⁵ autorisent à créer des défauts différentiels d'amplitude lentement variable. Les valeurs seuils des courants de défaut diffèrent alors un peu de celles obtenues avec des défauts brusques mais on peut en revanche faire l'hypothèse de régimes quasi permanents.

⁴ ces matériaux sont des Fe-Ni 80% sans recuit sous champ transverse.

⁵ norme pour les appareils de protection différentielle: NC 15100.

Ces notions, que nous allons développer, vont aboutir à la notion de *conditions proches du déclenchement* que nous utiliserons dans toute la suite du mémoire.

Dans tout ce qui a été présenté auparavant nous avons imaginé un défaut différentiel brusque, c'est-à-dire que brusquement un courant défaut (de 30 mA par exemple) apparaît. On peut aussi imaginer un courant de défaut dont l'amplitude augmente lentement dans le temps (Figure I-11).

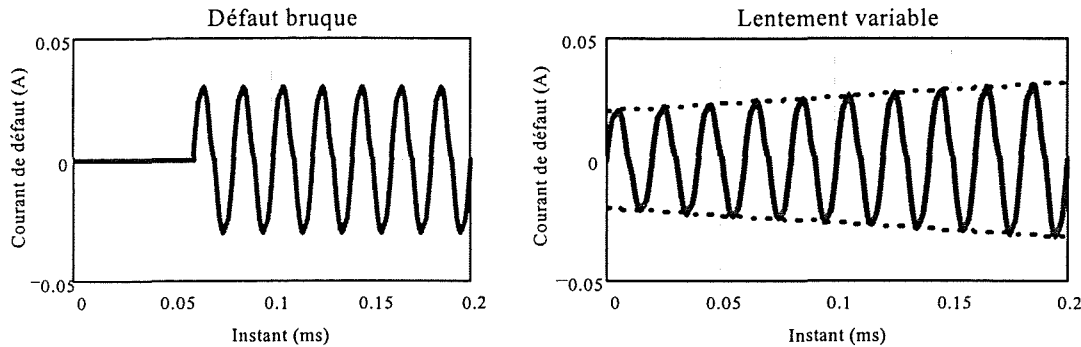


Figure I-11 : Différentes manières d'accéder au déclenchement

Dans toute la suite de cette étude, nous allons privilégier le deuxième type de mesure; cela pour deux raisons :

- 1- c'est le type de mesure employé dans le laboratoire de développement des appareils de protection différentielle (cf. I.7 but de la thèse).
- 2- Avec des variations d'amplitude lentement variables on peut faire en permanence l'approximation du régime permanent. Nous allons affiner cette notion en définissant les "conditions proches du déclenchement".

I.4.b Conditions proches du déclenchement

Notre travail vise à modéliser le comportement de la chaîne de mesure ; notamment trouver la valeur du courant de défaut qui fait déclencher l'appareil. Hélas au moment de l'ouverture du relais, le flux dans l'entrefer chute brutalement et des transitoires difficiles à modéliser apparaissent. Nous allons plutôt retenir que une ou deux alternances avant l'ouverture, le courant de défaut avait presque la même amplitude (à moins de 1% près) et qu'alors le régime était établi quasi permanent. Ce sont ces deux ou trois alternances précédant l'ouverture que nous allons étudier. Nous serons alors dans des conditions (très) proches du déclenchement. La Figure I-12 illustre cette notion.

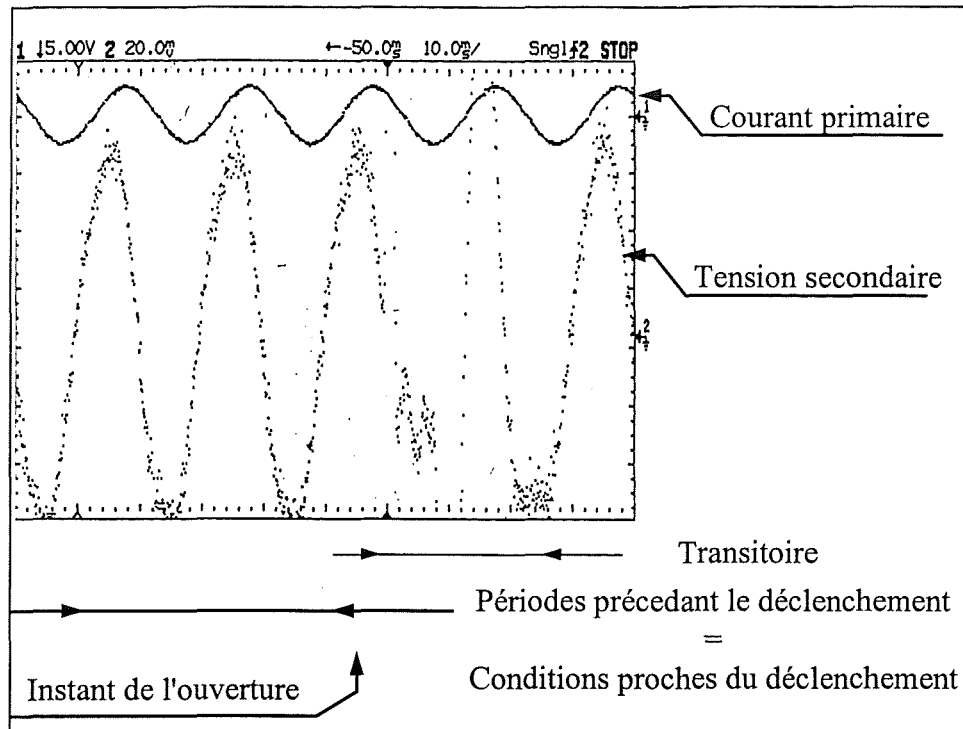


Figure I-12 : Aperçu des conditions proches du déclenchement: le courant primaire a la même valeur au moment du déclenchement et durant les périodes le précédant.

1.5 Ordre de grandeurs du domaine étudié.

Après que nous ayons présenté les différents aspects structurels et de mesure des appareils de protection différentielle nous allons citer les différents ordres de grandeurs (tension-courant-dimensions, puissance) lesquels correspondent à des systèmes électrotechniques de très petites dimensions:

Courant de charge: 10 - 100A

Courant de défaut: 10,30, 100 300, 500 mA, 1A, 3A; nous privilégierons la valeur de 30 mA dans ce rapport

Tensions du secondaire: 10-100 mV

Courants du secondaire: 1-10 mA

Puissances du secondaire: 100-300 ,1200μVA

Dimensions tore: 1-5 cm

Dimensions relais: 2-20 mm

Perméabilité relative du tore : 100 000 - 1 000 000

Perméabilité relative du relais: 40 000

Le temps de réaction de ces appareils est de 40 ms(ou 200 ms), autorisés par les normes.

1.6 Le problème de la dispersion des composants - Importance de la mesure individuelle.

1.6.a Dispersion des composants

Les appareils que nous étudions sont produits en grande série et l'aspect coût des composants est important. Afin de le réduire, le constructeur accepte des composants dans une plage assez grande : par exemple la valeur des condensateurs peut varier de plus ou moins 10 % autour de la valeur nominale, ce qui n'est pas sans influence sur le comportement de la chaîne de mesure (il s'agit d'un circuit RLC oscillant dont le facteur de qualité va varier).

On rencontre le même problème avec les caractéristiques des tores : en effet même si les tores sont issus d'une même coulée les variations (de la perméabilité par exemple) d'un tore à l'autre peuvent atteindre de 20 à 50 %.

Cependant pour toute une population de tores fournis, le constructeur ne donnera qu'une seule courbe $B(H)$ décrivant ces tores. Cette courbe est donc assez imprécise (généralement le constructeur fournit une courbe de garantie minimum); trop imprécise pour pouvoir être utilisée dans nos modèles, relativement à la précision souhaitée du modèle (cf. 1-7 objectifs de la thèse).

Les variations en production sur le tore peuvent être tellement importantes que c'est au fabricant d'appareil de protection différentielle de spécifier les plages d'acceptation des tores. Cet aspect sera abordé au chapitre 6.

1.6.b Nécessité d'une mesure individuelle des composants

Comme nous l'avons déjà évoqué, le modèle de la chaîne de mesure que nous allons développer doit être précis : l'écart entre les résultats expérimentaux et simulés doit être minime. Or les valeurs des composants données par les constructeurs sont trop imprécises pour la précision souhaitée du modèle de la chaîne de mesure.

Il faudra donc mesurer individuellement chaque composant utilisé pour que la comparaison calcul-expérience ait un sens. Le modèle devant être utilisable en bureau d'études, les mesures qui lui sont associées doivent être faciles à réaliser.

Cela constitue un des cadres dans lequel va se faire cette étude ; cette notion sera reprise ultérieurement.

1.7 Les objectifs de la thèse.

A présent que nous avons exposé les différents aspects de la protection différentielle, nous possédons suffisamment de notions pour pouvoir définir les objectifs de la thèse et le cadre de cette application, en bureau d'étude notamment.

L'objectif de cette thèse est de modéliser le comportement d'une chaîne de mesure ; c'est-à-dire appréhender les différents phénomènes qui vont conduire au déclenchement de l'appareil ; puis de pouvoir simuler son fonctionnement avec un écart minimal entre calculs et expérience, en tous points de l'appareil. Cela va nécessiter de maîtriser les différents points suivants:

- modélisation du tore
- modélisation du relais

Nous allons à présent voir dans quel cadre cette étude va se dérouler:

Grandeurs observées Sans ignorer les tensions et courants en tous points de la chaîne de mesure une grande importance sera réservée au courant de défaut, car c'est lui qui caractérise de manière globale le fonctionnement d'un appareil, notamment sa sensibilité.

Conditions de mesure : Privilégiant le courant de défaut de déclenchement, nous avons établi au I.4.b que celui-ci peut être pris dans des conditions proches du déclenchement. De cette manière, sans altérer la précision du modèle, nous traitons un circuit en régime établi, sans avoir à traiter le délicat problème de l'ouverture du relais.

Courant de défaut : le courant de défaut sera aussi bien sinusoïdal (chapitre 2) qu'à composante continue (chapitres 3-4-5).

Compétition du modèle avec les manipulations : dans son application industrielle le modèle vise à remplacer des manipulations longues et fastidieuses au profit de calculs, permettant ainsi de réduire considérablement le temps de développement d'un nouvel appareil.

Nous avons aussi vu que le modèle est associé à sa mesure. Une fois le modèle établi, le seul travail pour obtenir un résultat est de mesurer les composants. Pour rester intéressant le modèle ne devra bien sûr pas nécessiter plus de travail que la manipulation qu'il vise à remplacer. Cet aspect mesure restera important quand nous développerons les modèles.

Importance de la courbe courant de défaut - Nombre de spires au secondaire (aussi appelée courbe $I_d=f(N_2)$). : c'est une des manipulations que le modèle vise à remplacer.

Tous les autres composants restent identiques et on va faire varier le nombre N_2 de spires au secondaire et mesurer le courant de défaut pour chaque (Figure 1-13)

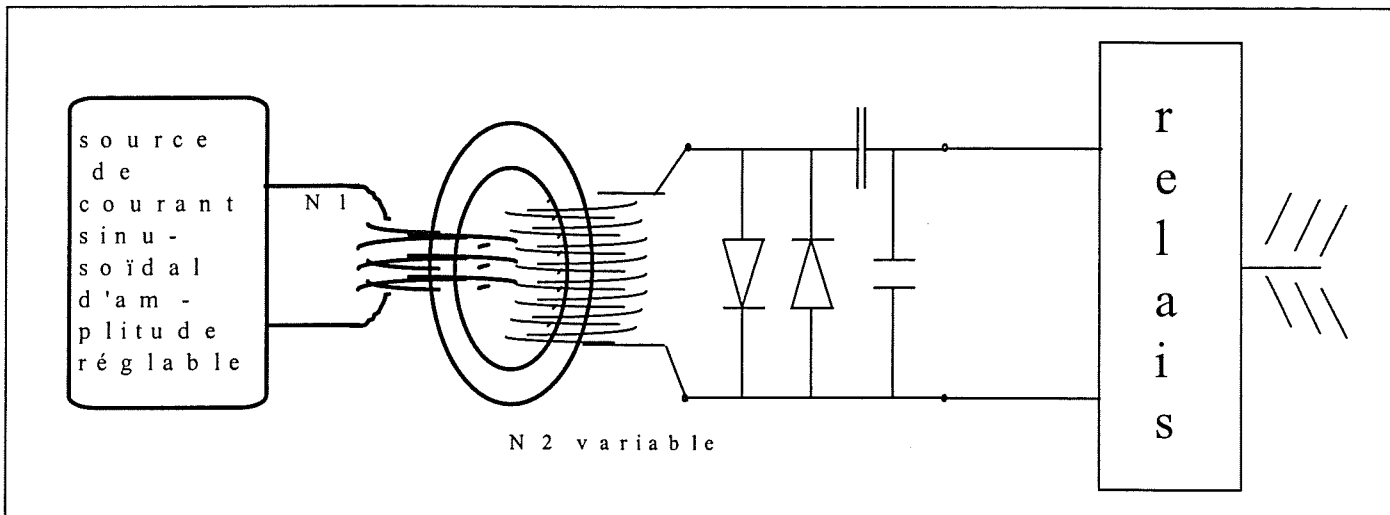


Figure I-13 : Manipulation de prédétermination

Hormis l'aspect manipulation, l'obtention de cette courbe a une grande importance. De cette manière tous les états magnétiques du tore sont décrits (chapitre 2) et la confrontation calcul-expérience sur cette courbe constitue un test de validité fiable du modèle. C'est pourquoi cette courbe va être privilégiée tout au long de cette étude.

Choix d'une représentation électrique des composants

Le modèle que nous allons développer sera également utilisé pour l'optimisation de la valeur des différents composants. Donc tous les temps de calculs doivent être faibles. Pour satisfaire cette contrainte le modèle que nous avons développé n'utilise ni éléments finis ni évolution en pas à pas dans le temps. De plus l'utilisation du modèle se fait dans un seul environnement informatique. Tout cela a pu se faire en privilégiant une représentation électrique plutôt que magnétique des composants bobinés.

1.8 Conclusions.

Dans ce premier chapitre nous avons présenté les appareils de protection différentielle. Après en avoir précisé la composition nous avons défini les termes employés dans cette activité.

Nous avons alors précisé les différents courants de défaut rencontrés (sinusoïdal, onde C-C) et leurs conditions de mesure (conditions proches du déclenchement). Enfin nous avons précisé les ordres de grandeur de cette activité électrotechnique spécifique et abordé le problème de la dispersion des composants. Cette dispersion remet en cause la validité des données constructeur et oblige à une mesure individuelle des éléments. L'aspect mesure sera donc une composante essentielle de la thèse dont nous précisons les objectifs et le cadre d'application.

Nous possédons alors tous les éléments (terminologie-but-cadre) pour développer le modèle de la chaîne de mesure avec les courants de défaut sinusoïdaux.

Chapitre II

Modélisation du transformateur différentiel avec des courants de défaut sinusoïdaux

CHAPITRE II

Modélisation du transformateur différentiel avec des courants de défaut sinusoïdaux

Comme nous venons de le voir il existe différents types de courants de défaut. Le modèle de la chaîne de mesure que nous allons développer ici est consacré aux courants de défaut sinusoïdaux. Ce deuxième chapitre a deux buts : d'une part développer un modèle de la chaîne de mesure et d'autre part d'analyser plus finement son fonctionnement. Cette analyse permettra de mieux cerner les phénomènes physiques présents, et ainsi de distinguer les prépondérants des secondaires. Avec en toile de fond la notion de précision et de mesure, nous choisirons alors de n'inclure dans notre modèle que les phénomènes prépondérants. Ce travail d'approche servira aussi de base pour les chapitres suivants.

II.1 Introduction.

II.1.a Recherche de modèles déjà existants : transformateur de tension ou de courant ?

Lorsque l'on considère la chaîne de mesure (Figure II-1) on reconnaît un transformateur alimenté en courant (de défaut). Il est alors légitime de s'écrier "C'est un transformateur de courant". Hélas ce n'est pas le cas !

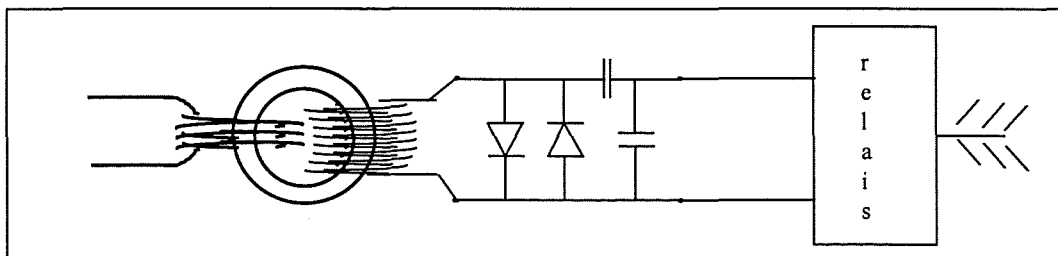


Figure II-1 : Chaîne de mesure

En effet dans un transformateur de courant on cherche à donner au secondaire une image la plus exacte possible du courant primaire. Cela implique que le courant magnétisant - ou bien encore l'induction dans le tore - est négligeable. Cela équivaut à une petite tension au secondaire.

C'est pourquoi, pour garantir la précision de la mesure avec un transformateur de courant, le constructeur indique l'impédance du secondaire à ne pas dépasser, garantissant ainsi un faible niveau de tension au secondaire¹.

Le fonctionnement d'une chaîne de mesure n'est pas assimilable à un transformateur d'intensité car cette condition sur la tension au secondaire n'est pas respectée. Bien au contraire on recherche un certain niveau de tension pour pouvoir faire déclencher le relais.

Etant donné la taille du tore², l'induction n'est pas négligeable, et par là-même le courant magnétisant. Bien au contraire on constate que l'on travaille près du coude de saturation. Ces différents éléments font que le tore de mesure n'est pas assimilable à un transformateur de courant.

Suite à ces observations, il est alors légitime d'annoncer : "Mais c'est alors un transformateur de tension avec une charge au secondaire". Là encore le parallèle n'est pas aussi évident. En effet lorsque l'on considère un transformateur de tension, sa tension d'alimentation (au primaire) et ses nombres de spires primaires et secondaires sont connus et par là-même l'état magnétique du transformateur. Hélas ce n'est pas le cas de notre application :

Premièrement, lors de la manipulation de prédétermination, le nombre de spires varie, et par là-même l'induction dans le transformateur de mesure. De ce fait l'état magnétique n'est pas connu a priori, contrairement à un transformateur alimenté en tension.

Deuxièmement le transformateur est alimenté en courant (sinusoïdal) et non pas en tension. Ces deux types d'alimentation sont équivalents lorsque l'on travaille dans la zone linéaire du matériau magnétique, mais cette nuance devient une différence capitale dès lors que l'on atteint la zone saturée.

Les cycles décrits dans le matériau avec l'un ou l'autre signal imposé ne sont alors plus comparables ainsi que les signaux obtenus comme l'indique la Figure II-2.

¹ Exemple : Transformateur d'Intensité 500 At primaire et 5A secondaire : Z_{\max} : 0,2 Ω ou 5 VA pour une classe 0,3 de précision.

² le tore est de petites dimensions par rapport à un transformateur de courant suite à des contraintes de place et de coût.

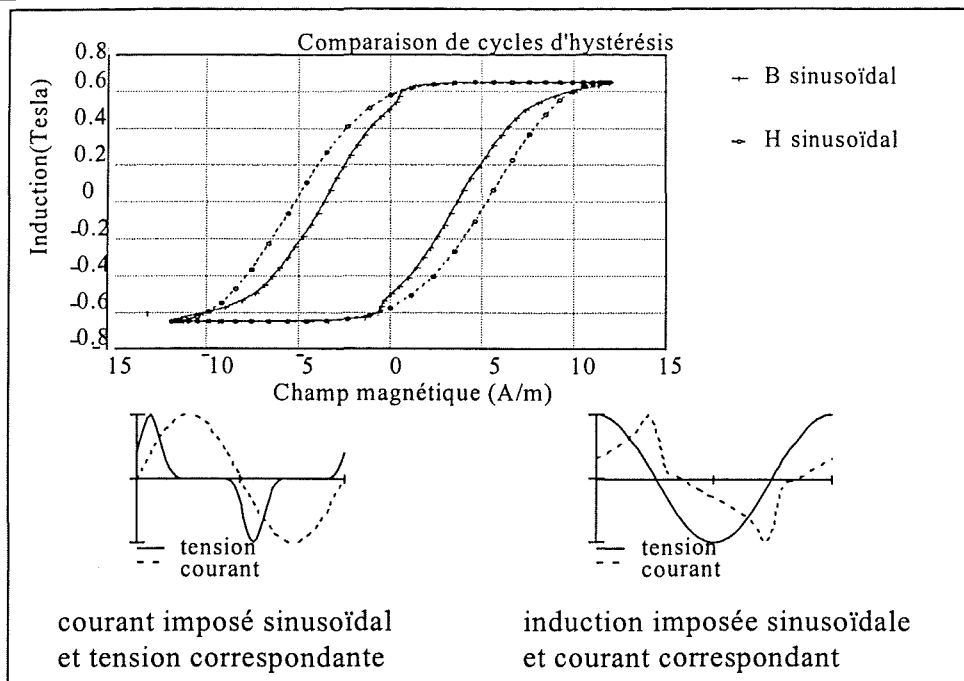


Figure II-2 : Cycles d'hystérésis et signaux obtenus avec une induction sinusoïdale ou un champ sinusoïdal

Ces différentes réflexions sur les conditions de fonctionnement de la chaîne de mesure font que le tore n'est assimilable ni à un transformateur de courant, ni à un transformateur de tension. Dès lors le fonctionnement du tore est un cas très particulier et il n'y a presque aucune littérature³ traitant de ce cas. Nous sommes donc amenés à développer notre propre modèle qui tienne compte des spécificités d'utilisation du tore.

II.1.b Le modèle de la chaîne de mesure est analytique

Comme annoncé au premier chapitre nous désirons développer un modèle analytique et qui n'utilise ni éléments finis, ni méthode en pas à pas dans le temps. En plus du gain de temps cela nous permettra « d'inverser » notre modèle⁴.

Le modèle que nous allons développer est aussi très avantageux car il ne nécessite que très peu de manipulations pour caractériser le composant tore.

Pour établir ce modèle nous allons faire certaines hypothèses simplificatrices nécessaires. Nous les énoncerons clairement et les justifierons. Nous verrons aussi quel est leur domaine de validité.

³ Quelques articles existent, et ils servent de base à notre étude. Mais aucun ouvrage de référence ne traite de ce cas complètement et les industriels ne publient pas sur ce sujet.

⁴ Pour traiter les problèmes inverses de la chaîne de mesure tels que diamètres idéaux du tore ou puissance minimale du relais.

II.1.c Déroulement de cette étude

Nous disposons à la base de cette étude d'un modèle scalaire de la chaîne de mesure. C'est-à-dire qu'il ne prend en compte ni les condensateurs ni les déphasages entre tension et courant. Nous allons nous en inspirer et les compléter afin d'intégrer ces phénomènes.

Dans un premier temps nous présentons le modèle développé ainsi que les hypothèses faites à cette occasion. A la lumière de nos connaissances en électromagnétisme nous aborderons, dans un second temps, le problème des flux de fuite des enroulements du tore et de la résistance des bobinages. Ayant déterminé quels sont les paramètres importants du modèle nous pourrons alors l'utiliser et procéder aux tests de validation de ce modèle en confrontant ces calculs aux résultats expérimentaux.

II.2 Modélisation des différents éléments de la chaîne de mesure et principe du calcul du courant de défaut.

La modélisation de la chaîne de mesure revêt deux aspects : la représentation électrique de chacun des composants et la manière d'enchaîner les calculs.

Comme annoncé au premier chapitre nous nous plaçons dans des conditions proches du déclenchement et nous traitons alors la chaîne de mesure en régime établi.

II.2.a Modélisation des éléments

- Le relais : Dans des conditions proches du déclenchement, on peut mesurer la tension et le courant du relais ainsi que le déphasage de ces deux grandeurs. Le relais peut donc être représenté par son impédance (complexe) ainsi que le niveau de tension (ou de courant) correspondant à son déclenchement (Figure II-3). Cette information est comprise dans la puissance S du relais.

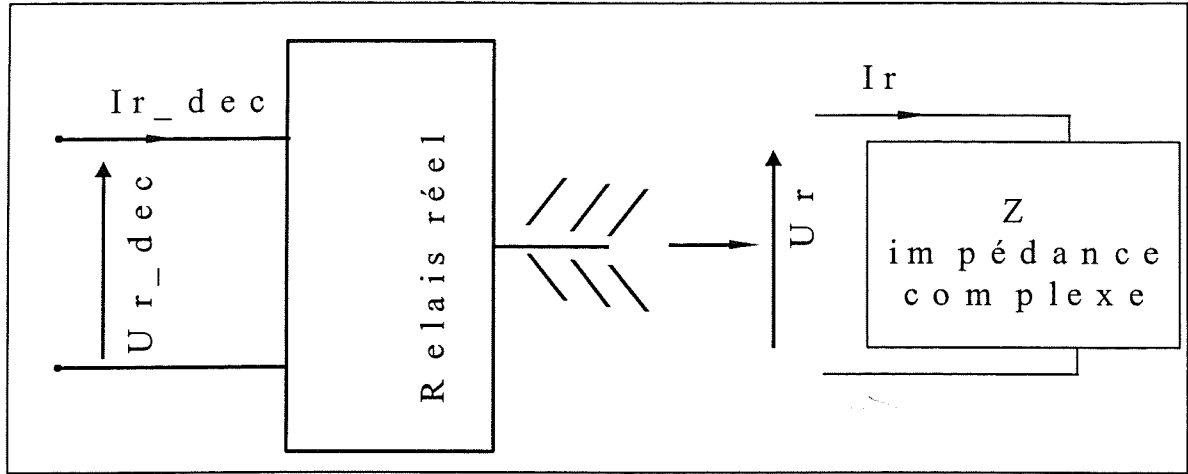


Figure II-3 : Modélisation électrique du relais

La tension et le courant dans les conditions proches du déclenchement⁵ sont donc donnés par :

$$|U_{r_dec}| = \sqrt{S^* |Z|} \quad \text{Equation II-1}$$

$$|I_{r_dec}| = \sqrt{\frac{S}{|Z|}} \quad \text{Equation II-2}$$

Le comportement électrique du relais fixe la relation entre le courant et la tension, notamment le déphasage. On a :

$$\overline{U_r} = \overline{Z}^* \overline{I_r} \quad \text{Equation II-3}$$

- Les capacités : Ce sont des condensateurs tantales et ont donc un comportement a priori non symétrique. Cependant, au niveau de tension où elles sont utilisées, leur comportement est encore symétrique comme on le vérifie expérimentalement. Elles sont supposées parfaites et seront donc modélisées par une impédance complexe Z_c .

$$Z_c = \frac{1}{jC\omega} \quad \text{Equation II-4}$$

- Le tore et ses enroulements : nous allons prendre pour cet ensemble la modélisation classique et complète d'un transformateur (Figure II-4).

⁵ notion définie au chapitre 1

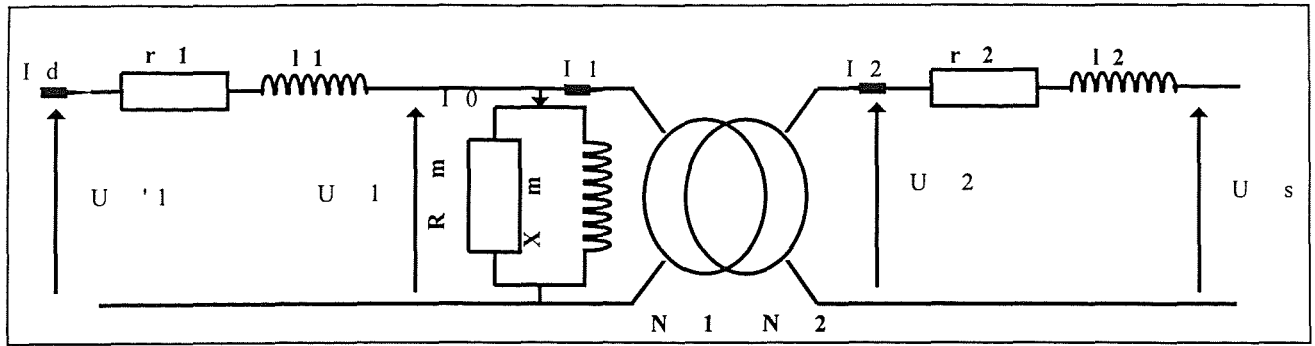


Figure II-4 : Modélisation classique d'un transformateur

On distingue sur ce schéma les éléments suivants :

- l'impédance magnétisante Z_m , composée de R_m et X_m en parallèle. R_m présente les pertes fer et X_m la partie réactive (ou inductive) de Z_m . X_m et R_m sont susceptibles de varier suivant l'état magnétique du transformateur. Ils seront donc connus pour chaque point de fonctionnement (état magnétique) du transformateur.
- le dipôle série $r_1 l_1$: il représente la résistance du bobinage primaire et les inductances de fuite du circuit primaire. Le tore est alimenté en courant et si l'on ne désire pas connaître la tension U'_1 alors ces éléments n'ont pas besoin d'être connus comme nous le verrons au paragraphe II 2 b

le dipôle série $r_2 l_2$: il représente la résistance du bobinage secondaire et les inductances de fuite du circuit secondaire. Ces valeurs entrent en jeu dans le calcul du courant de défaut. Nous étudierons les moyens d'accéder à leur valeur et évaluerons leur importance au paragraphe II 3.

- le transformateur parfait: Cela signifie que l'on a les équations électriques suivantes :

$$U_1/N_1 = U_2/N_2 \quad \text{Equation II-5}$$

$$N_1 \cdot I_1 = N_2 \cdot I_2 \quad \text{Equation II-6}$$

II.2.b Enchaînement des calculs

On cherche à calculer toutes les tensions et tous les courants du montage. Les calculs s'enchaînent d'après la réflexion suivante :

« Pour déclencher, le relais a besoin d'un certain courant et d'une certaine tension. ① Nous les connaissons grâce aux relations sur la puissance et sur l'impédance. Ces deux grandeurs sont connues en module et phase en utilisant les nombres complexes. Connaissant la valeur des capacités, nous calculons alors le courant I_c dans la capacité parallèle ② et ensuite le courant I_2 ③ dans le bobinage secondaire I_2 . Celui ci parcourt la capacité série dont on calcule la tension U_c ④ et la tension aux bornes du tore U_s ⑤. Avec les valeurs de r_2 et I_2 nous calculons ΔU la tension U_2 ⑥ qui correspond directement aux variations de flux dans le temps. Avec le nombre de spires N_2 on connaît alors l'état magnétique du tore et on va chercher dans une table la valeur de R_m et X_m ⑦ correspondant à cet état magnétique. Connaissant la tension U_2 on connaît la tension U_1 . On peut alors calculer le courant magnétisant I_0 ⑧. On peut alors faire la somme vectorielle des ampères tours du secondaire et du courant magnétisant pour obtenir le courant de défaut I_d ⑨ »

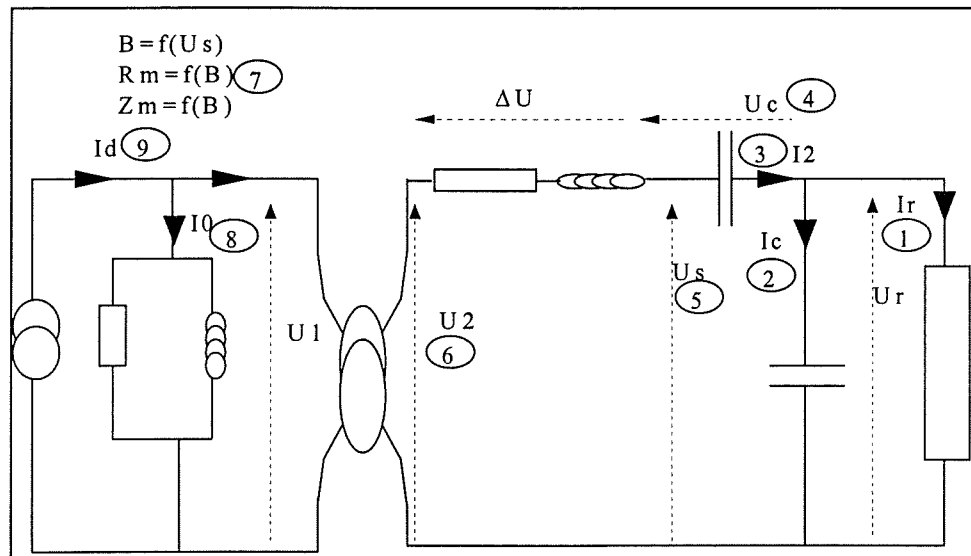


Figure II-5 : Ordre d'enchaînement des calculs.

Notes :

- Comme annoncé l_1 et r_1 n'interviennent pas dans le calcul du courant de défaut.
- Dans cette démarche on fait apparaître que l'induction dans le tore n'est pas connue a priori mais qu'elle dépend, par exemple, du nombre de spire N_2 . D'un calcul à l'autre l'état magnétique du matériau est donc susceptible de varier. Le matériau utilisé étant non linéaire les valeurs de Z_m vont varier. C'est pourquoi Z_m doit être connu pour tous les états magnétiques du tore. C'est pourquoi on va chercher sa valeur dans une table en fonction de l'état magnétique.

II.2.c Mesure de Z_m en fonction de l'état magnétique du tore

A fréquence fixe (50 Hz) l'état magnétique du tore est en relation directe avec la tension à ses bornes.

L'état magnétique du tore peut être caractérisé par l'induction crête $B_{crête}$ atteinte au cours d'un cycle. En régime sinusoïdal elle est donnée par la relation:

$$B_{crête} = \frac{U_{eff} * \sqrt{2}}{N * S_{eff} * w} \quad \text{Equation II-7}$$

Avec U_{eff} la tension efficace mesurée aux bornes d'un enroulement avec N spires, S_{eff} la section efficace⁶ du tore, et w la pulsation du courant.

Pour différentes valeurs du courant on mesure la tension aux bornes du bobinage et le déphasage entre ces deux signaux. A partir de ces mesures on calcule l'état magnétique du tore et la valeur (complexe) de l'impédance magnétisante vue du primaire. Ce processus est décrit à la Figure II-6.

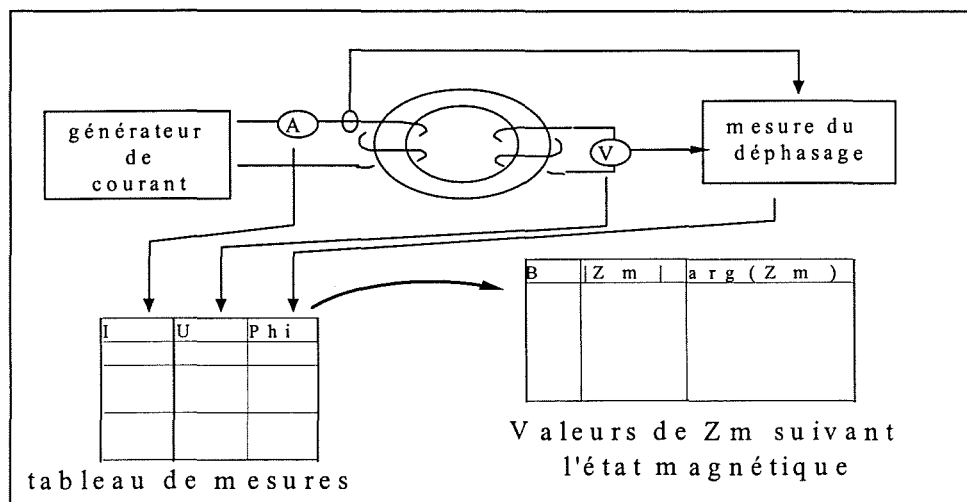


Figure II-6 : Mesure de l'impédance Z_m pour différents états magnétiques

II.2.d Hypothèses implicites et explicites dans les calculs

Nous allons énoncer les hypothèses faites afin d'en être conscients, de les justifier et de voir leur limite de validité.

- **Forme des signaux** : le schéma équivalent de la chaîne de mesure n'est pas à remettre en cause. La loi des noeuds et la loi des mailles est rigoureuse pour les valeurs instantanées des signaux. Mais des hypothèses sont faites lors du calcul de grandeurs globales. En effet lorsqu'on écrit :

⁶ La section efficace est égale à la section apparente du tore que multiplie le coefficient de foisonnement.

$$\overline{Id} = \frac{N2}{N1} * \overline{I2} + \overline{I0} \quad \text{Equation II-8}$$

Avec $\overline{Id}, \overline{I2}, \overline{I0}$ complexes on considère que les signaux sont sinusoïdaux. Si les signaux ne sont plus sinusoïdaux alors la relation précédente n'est plus rigoureusement vérifiée.

Cette hypothèse sur les signaux ne sera plus rigoureusement vérifiée dès lors que les composants utilisés ne sont plus linéaires (cf Figure II-2) c'est à dire :

- au-delà d'une certaine induction le tore sature et la tension à ses bornes n'est plus sinusoïdale⁷
- au-delà d'une certaine puissance du relais ($S > 200 \mu\text{VA}$) celui-ci n'a plus un comportement linéaire.
- Hypothèse sur le calcul de l'induction et le calcul du champ : lorsque l'on écrit :

$$B_{\text{moyen}} = U_{\text{eff}} * \sqrt{2} / (N2 * S_{\text{eff}} * w) \quad \text{Equation II-9}$$

- On suppose d'une part que les signaux sont sinusoïdaux mais d'autre part que l'induction est constante en tout point du tore, ou tout du moins qu'elle peut être assimilée à une valeur moyenne. De manière rigoureuse cela n'est jamais le cas. Ce problème n'est pas nouveau et déjà pris en compte dans les normes de mesure des matériaux magnétiques (NF 404-06) où l'on recommande un rapport maximum de 1,6 entre diamètre extérieur et diamètre intérieur.

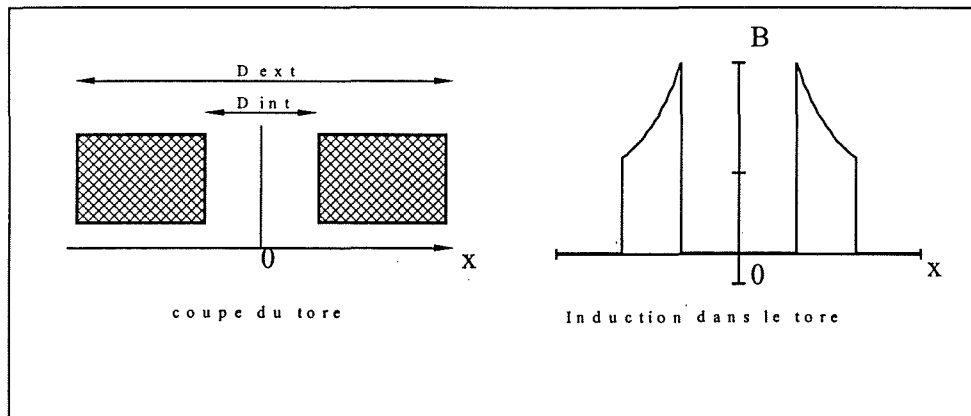


Figure II-7 : Répartition de l'induction dans le tore

⁷ Avec un courant sinusoïdal imposé.

II.2.e Synthèse sur le modèle

Ce modèle que nous venons de développer comporte deux aspects : la représentation électrique de chacun des composants et une manière d'enchaîner les calculs qui conduisent directement à la valeur du courant de défaut.

Cette représentation assez simple de la chaîne de mesure permet des calculs analytiques, réversibles et rapides mais se fait au prix de certaines hypothèses que nous avons explicitées et dont on a évalué les limites de validité.

La modélisation que nous avons retenu pour le tore bobiné fait apparaître les résistances des bobinages et les inductances de fuite. Pour pouvoir utiliser ce modèle il faut en connaître la valeur (calculée, mesurée ou simulée). Nous allons aborder ce problème de l'obtention de ces valeurs au paragraphe suivant.

II.3 Importance des inductances de fuite et des résistances des bobinages.

Dans ce paragraphe nous allons nous intéresser aux inductances de fuite et aux résistances des bobinages. Ce problème est bien connu pour les transformateurs de dimensions conséquentes et abondamment traité dans la littérature. Nous les avons pris en compte dans notre modèle. Nous allons rappeler rapidement les phénomènes physiques, justifier leur représentation électrique et indiquer leur rôle dans le modèle d'un transformateur. Nous verrons alors de quelles manières on peut obtenir la valeur des inductances de fuites et chercherons à les connaître sur notre cas précis.

Devant la difficulté à obtenir les valeurs de ces inductances nous nous demanderons si elles doivent être prises en compte par une étude de sensibilité. A l'issue de cette étude nous pourrions statuer sur la pertinence de la prise en compte des inductances de fuite dans notre modèle.

Enfin une étude similaire sera menée pour traiter le cas de la résistance du bobinage.

II.3.a Phénomène physique des inductances de fuite, représentation électrique, influence sur le modèle

Bien que les notions d'inductance de fuite soient connues, nous les présentons quand même pour expliquer que les flux de fuite primaire et secondaire ne peuvent pas être regroupés dans notre cas. Considérons le circuit magnétique à deux enroulements de la Figure II-8.

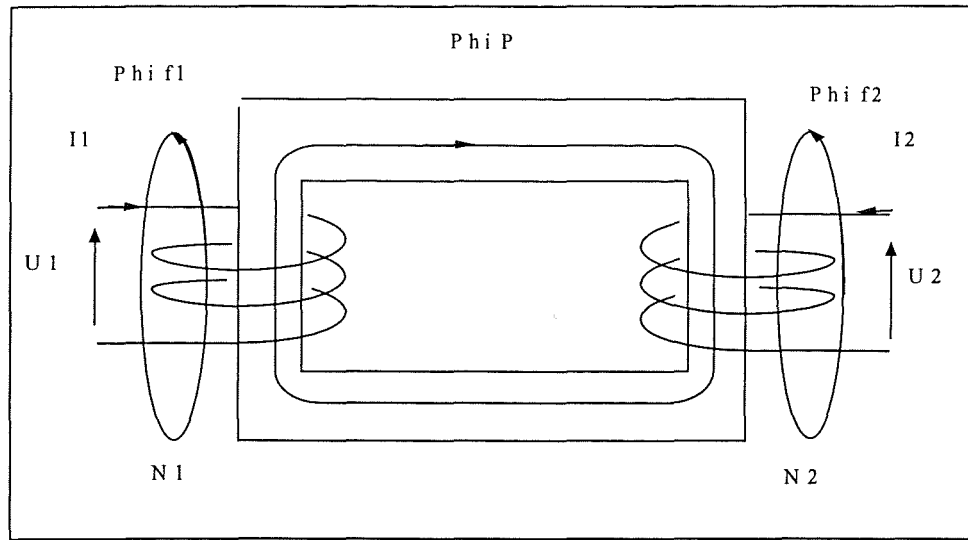


Figure II-8 : Circuit magnétique à deux enroulements avec les 3 flux possibles

On observe 3 groupes de lignes de champ :

- celles embrassant la bobine primaire et secondaire : c'est le flux principal ϕ_p
- celles n'embrassant que la bobine primaire : c'est le flux de fuite au primaire ϕ_{f1}
- celles n'embrassant que la bobine secondaire : c'est le flux de fuite au secondaire ϕ_{f2}

Lorsque l'on écrit l'équation de l'électrocinétique⁸ il vient :

$$U_2(t) = \frac{d(\Phi_p + \Phi_{f2})}{dt} \quad \text{Equation II-10}$$

Dans l'hypothèse de matériaux linéaires les flux sont proportionnels aux courants. On écrit alors :

$$U_2(t) = \frac{d(L_p * I + l_2 * I)}{dt} = (L_p + l_2) * \frac{dI}{dt} \quad \text{Equation II-11}$$

Nous faisons ainsi apparaître l'inductance de fuite l_2 . Comme l'indique l'équation 6, les inductances de fuite sont gênantes car elles modifient la relation entre la tension secondaire et le flux dans le circuit magnétique, valeur que nous devons connaître dans notre calcul.

⁸ en négligeant la résistance du bobinage.

Pour connaître l'induction (et donc le flux) il faut prendre en compte ce phénomène, et surtout ne considérer dans le terme l_2 que les inductances de fuite au secondaire, celles du primaire n'intervenant pas pour le calcul de l'état magnétique.

De plus tant que l'on ne cherche pas à connaître la tension au primaire (notre modèle vise à calculer le courant au primaire) la valeur de l_1 n'est pas utilisée.

Nous allons donc voir comment obtenir l_2 .

II.3.b Obtention des valeurs de l_2

Face à ce problème on peut adopter trois attitudes :

- le calcul analytique : nous ne disposons pas de telles formules
- les manipulations : on ne peut pas dissocier l_1 de l_2 et on se heurte à la précision des grandeurs mesurées dans le cas du tore
- les simulations (par éléments finis) : il est délicat de dissocier l_1 de l_2 . Les valeurs obtenues sont propres à chaque tore.

Sur ces 3 voies énoncées nous n'allons poursuivre que par la simulation.

Sur le logiciel de simulation électromagnétique par éléments finis FLUX2D nous allons simuler en magnétodynamique⁹ un tore à deux enroulements dont le secondaire est en court-circuit. A partir de la tension au primaire et du courant au secondaire, on peut calculer l'impédance totale de fuite ramenée au secondaire l_s . Elle majore l_2 . Nous ne connaissons donc qu'une valeur maximale de l_2 .

Nous avons obtenu les résultats suivants :

$U_{eff} = 0.38435$ mv $I_{eff} = 11.21$ mA déphasage tension courant 89.5 degrés
on a donc l'impédance série Z_s qui est égale à

$$|Z_s| = |r_s + j * l_s * \omega| = \frac{U_{eff}}{I_{eff}} \quad \text{Equation II-12}$$

à partir de cette relation on calcule la valeur de l_s

$$l_s = \frac{|Z_s|}{\omega} * \sin \varphi \quad \text{Equation II-13}$$

$l_s = 25 \mu$ H (l_s vu du secondaire avec 5 spires).

⁹ En magnétodynamique on considère que les inductions et les champs magnétiques sont sinusoïdaux dans le temps. On considère pour cela une courbe B-H modifiée. Grâce à cette courbe on résout le problème en régime permanent en considérant les inductions connues en module et en phase dans chaque point de l'espace.

Cette valeur n'est pas très précise car on a calculé un facteur de puissance de 10^{-2} , ce qui est proche de la précision des éléments finis. Nous en retiendrons donc uniquement l'ordre de grandeur.

II.3.c Sensibilité des calculs à la valeur de I_s

A présent que nous connaissons l'ordre de grandeur de I_s (laquelle majore I_2) nous allons voir si l'on doit tenir compte de cette valeur dans les calculs du modèle de la chaîne de mesure. Bien sûr, d'une part il est important de tenir compte du plus possible de phénomènes dans un modèle, mais d'autre part il n'y a pas d'intérêt à inclure un paramètre -difficile à mesurer- si celui-ci n'influence le calcul que de quelques pour mille alors que les composants principaux sont connus au pour cent près.

Dans un premier temps nous allons comparer les résultats avec et sans I_s sur un cas précis, dans un deuxième temps nous chercherons la valeur $I_{s\text{lim}}$; telle que si on ne la prend pas en compte l'erreur commise est supérieure à 10 %. Nous saurons alors à partir de quelles valeurs I_s doit être prise en compte.

Avec les valeurs nominales du cas que nous étudions nous avons obtenu les valeurs suivantes :

I_d est calculé suivant l'enchaînement des calcul décrit à la Figure II-5

I_d sans tenir compte de $I_s = 12.08 \text{ mA}$

I_d en tenant compte de $I_s = 12.09 \text{ mA}$

La prise en compte de I_s dans le modèle n'influe sur le résultat principal que de 1 pour mille

Par la suite nous avons cherché la valeur critique $I_{s\text{lim}}$ telle que l'erreur maximale sur le courant de défaut soit de 10 %. La valeur trouvée $I_{s\text{lim}}$ est de : 2,2 mH, à comparer à 25 μH soit un rapport de 100 environ entre la valeur critique de I_s et sa valeur nominale.

Conclusion : I_s et donc I_2 peut être négligée dans cette application.

II.3.d Raisonement avec r_2

Nous allons effectuer la même démarche sur la résistance du bobinage r_2 .

De la même manière r_2 modifie la relation entre la tension au secondaire et l'état magnétique du tore et c'est la résistance du bobinage secondaire uniquement qu'il faut prendre en compte. Par contre on sait calculer ($R = \frac{\rho \cdot l}{S}$) et mesurer la résistance d'un bobinage de manière précise. Ces phénomènes peuvent donc facilement être pris en compte dans le modèle si on le désire.

Sur le même cas précis, on trouve 0,3 % de différence sur le courant de défaut si on tient ou non compte de R_2 . $R_2 \lim$ a pour valeur 0,8 Ω contre 40 milli-ohm. Soit un rapport de 20 entre la valeur critique de R_2 et sa valeur nominale.

II.3.e Synthèse sur les termes l_2 et r_2 du modèle

Dans ce paragraphe nous avons présenté les phénomènes physiques qui conduisent aux inductance l_2 et résistance r_2 sur le schéma équivalent. Nous avons déterminé que seuls les flux de fuite au secondaire et la résistance du bobinage au secondaire doivent être pris en compte dans la valeur de l_2 et r_2 . Donc on ne peut pas considérer les inductances totales de fuites comme on le fait classiquement. Nous avons alors cherché à en connaître la valeur et nous avons testé l'importance de cette valeur. R_2 et l_2 nominaux ayant peu d'influence sur le courant défaut nous avons cherché leur valeur $R_2 \lim$ et $l_2 \lim$ tel que cette influence soit de 10 %. En comparant les valeurs nominales aux valeurs limites nous en concluons que r_2 et l_2 peuvent être négligés sans aucun souci.

II.4 Tests de validation du modèle.

Lors de ces tests de validation nous allons procéder à une manipulation de prédétermination (déjà introduite au chapitre 1). Nous rappelons que cette manipulation est importante car c'est d'une part la manipulation que le modèle vise à remplacer et d'autre part un test au cours duquel tous les états magnétiques du tore sont décrits.

La première partie de ce paragraphe présente cette manipulation et la courbe $I_d = f(N_2)$ obtenue. Ensuite nous indiquerons de quelle manière nous avons réalisé un "relais équivalent" qui pallie les problèmes des relais réels (saturation, reproductibilité des essais). Nous pourrions alors comparer les résultats expérimentaux à ceux issus du modèle et statuer sur la validité de ce dernier.

II.4.a Manipulation de prédétermination

Lors d'une manipulation de prédétermination, on fait varier le nombre de spires N_2 au secondaire du tore, tous les autres éléments (tore, condensateurs, relais) restant constants. Pour chaque nombre de spires N_2 au secondaire on augmente lentement l'amplitude du courant de défaut jusqu'au déclenchement de l'appareil¹⁰. On note alors la valeur de ce courant ainsi que le nombre de spires utilisées ; cela pour N_2 variant entre $N_2 \text{ min}$ et $N_2 \text{ max}$. A l'issue de ces manipulations on dispose d'un tableau que l'on peut traduire sous forme de courbe (Figure II-9).

La forme de cette courbe est caractéristique et l'on démontre qu'elle aura toujours cette allure (cf. Annexe).

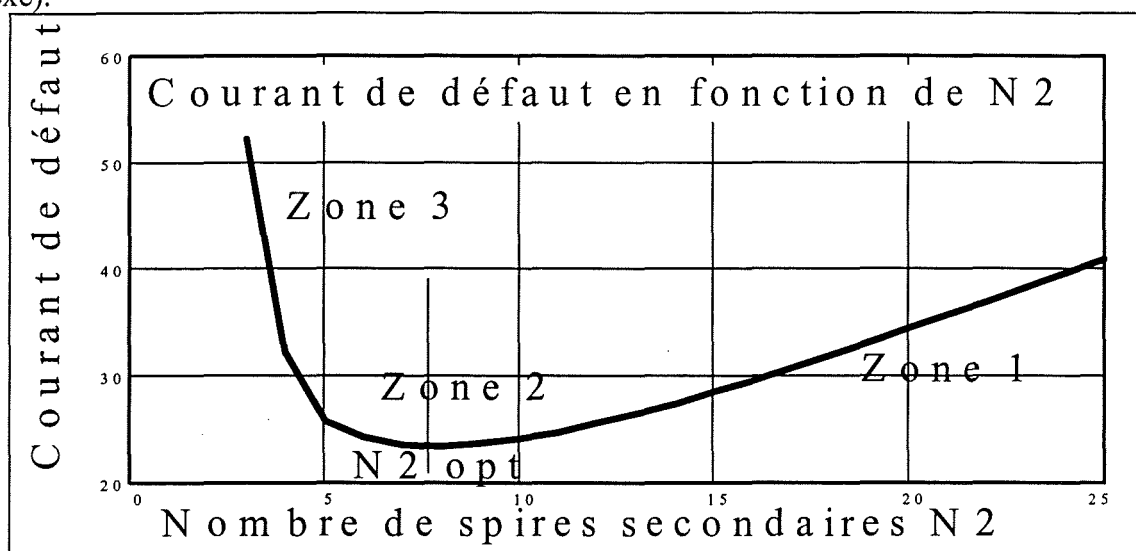


Figure II-9 : Courbe type obtenue après la manipulation de prédétermination

Sur cette courbe on distingue une valeur particulière de N_2 : $N_{2 \text{ opt}}$ (où I_d est minimum) qui définit 3 zones :

- $N_2 \gg N_2 \text{ opt}$: zone 1 où le tore est peu magnétisé
- $N_2 \approx N_2 \text{ opt}$: zone 2 le tore est correctement magnétisé
- $N_2 \ll N_2 \text{ opt}$: zone 3 où le tore est saturé

¹⁰ comme nous l'avons indiqué dans le chapitre 1 pour être dans des conditions proches du déclenchement.

On peut expliquer les grandes valeurs de I_d avec N_2 petit et N_2 grand en considérant la formule

$$N_1 * \overline{I_d} = \overline{I_0} + N_2 * \overline{I_2} \quad \text{Equation II-14}$$

$$B = \frac{U_{2eff} * \sqrt{2}}{N_2 * S_{eff} * 2 * \Pi * f} \quad \text{Equation II-15}$$

- Pour de grandes valeurs de N_2 $I_0^{11\ 12}$ est certes petit (tore démagnétisé) mais le terme $N_2 * I_2$ devient très grand. Dans le cas extrême I_0 est négligeable; la courbe $I_d = f(N_2)$ s'apparente alors à une droite $I_d \approx N_2 * I_2$ (c'est en fait l'asymptote de la courbe). On obtient donc des grandes valeurs pour le courant de défaut (Zone 1 de la Figure II-9).

- Pour N_2 petit : le terme $N_2 * I_2$ est alors petit mais pour produire la tension nécessaire à faire déclencher le relais avec peu de spires il faut une grande induction, donc un grand courant magnétisant : I_0 devient très important et par la suite I_d aussi. Ce phénomène est encore renforcé par la saturation du matériau. Le courant de défaut est alors important (Zone 3 de la Figure II-9).

- Pour N_2 proche de $N_{2\ opt}$: aucun des deux termes n'est important et leur somme reste faible (Zone 2 de la Figure II-9).

II.4.b Le relais équivalent

Pour tester notre modèle nous nous sommes heurtés au problème de la non-reproductibilité des essais avec un relais réel. En effet lorsque le relais s'ouvre et se ferme la palette ne se positionne pas de la même manière à chaque fois. Cela engendre des variations¹³ sur les caractéristiques électriques des relais. Ces variations étaient trop importantes pour pouvoir tester correctement le modèle. De plus le critère de déclenchement basé sur la puissance du relais n'est valable que pour des signaux sinusoïdaux et de faibles puissances de relais.

Nous avons pallié ces problèmes en réalisant un "relais équivalent". C'est l'association en série d'un tore de ferrite bobiné et d'une résistance. La taille du tore de ferrite est tel qu'il ne sature pas. L'impédance (complexe) de l'ensemble est égale à celle d'un relais réel.

¹¹ Nous rappelons que I_0 est en ampère tours.

¹² Ces calculs sont détaillés en Annexe.

¹³ La palette ne se repositionne pas de manière identique, l'entrefer varie, donc l'inductance du relais varie ainsi que le courant et la tension nécessaires à le faire déclencher.

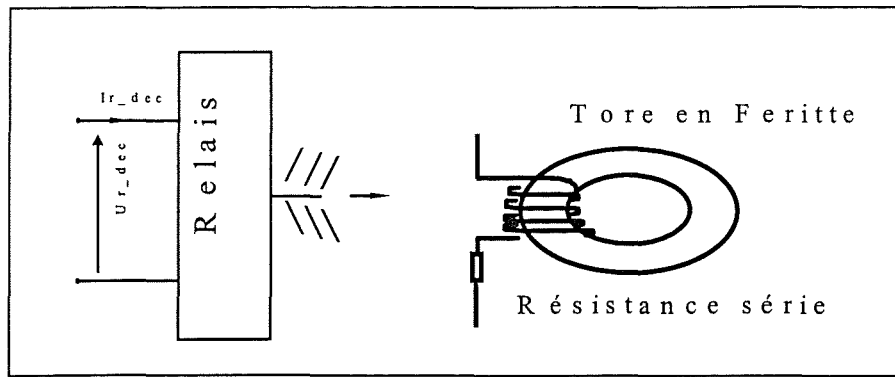


Figure II-10 : Réalisation du relais équivalent.

De cette manière les essais sont reproductibles mais il manque l'information "le relais déclenche". Nous allons la recréer en mesurant la tension aux bornes du relais. Si celle-ci dépasse la valeur de référence $U_{déclenchement}$ alors on considère que le relais aurait dû s'ouvrir et que l'on a donc atteint la valeur du courant de défaut. Lors de la manipulation de prédétermination on note alors le courant de défaut.

II.4.c Résultats expérimentaux

Nous présentons ici le test de validation sur deux cas précis : un sans condensateurs, l'autre avec.

Nous avons obtenu les résultats suivants :

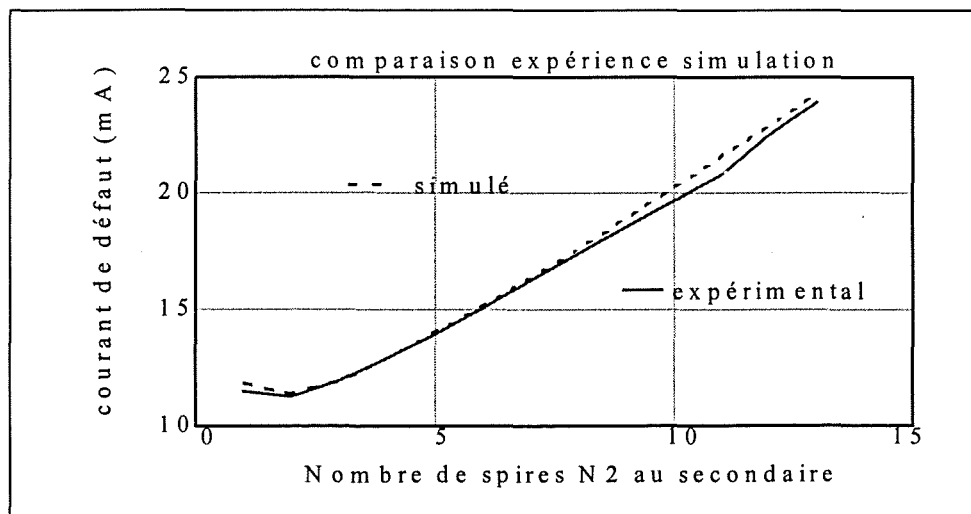


Figure II-11 : validation sur un cas sans circuit de mise en forme entre le tore et le relais

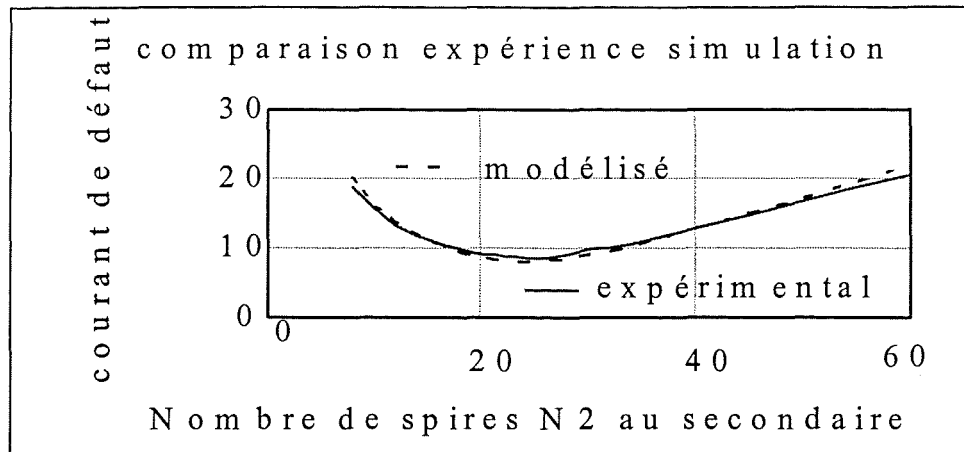


Figure II-12 : Validation sur un cas avec circuit de mise en forme entre le tore et le relais

Sur ces graphes on constate que les résultats sont plus que satisfaisants:

- l'erreur entre calcul et simulation est très faible
- le minimum de la courbe est obtenu pour des valeurs de N_{2opt} très voisines

Cela confirme la justesse de notre démarche et valide les hypothèses qui ont été faites.

II.5 Etude de sensibilité du modèle par rapport aux différents paramètres qui le composent.

Au cours de cette étude nous avons déjà abordé le problème de la sensibilité du modèle par rapport aux paramètres l_2 et r_2 et nous avons conclu sur leur importance. A présent que nous avons validé notre modèle nous cherchons à connaître sa sensibilité par rapport à chacun de ses paramètres, et ce de manière exhaustive. Nous allons tout d'abord présenter de quelle manière on calcule cette sensibilité, ensuite nous présenterons les résultats et enfin au terme de cette étude nous pourrons alors conclure sur la qualité des mesures à réaliser ou bien sur la tolérance des composants à utiliser.

II.5.a Calcul de la sensibilité du modèle

Hormis la courbe $Z_m(B)$ qui est représentée par une série de points, toutes les formules employées sont dérivables. En approximant la courbe $Z_m(B)$ à une constante autour de son point de fonctionnement, le modèle dont nous disposons est entièrement analytique.

On peut alors écrire sous forme analytique :

$$I_d = f(\text{para}_1, \dots, \text{para}_n) \quad \text{Equation II-16}$$

avec para_i représente la valeur des condensateurs, les dimensions du tore, etc...

La fonction f intègre alors toutes ces équations simples énoncées au paragraphe II.2.7. A partir de là il n'y a aucune difficulté à obtenir la dérivée $\frac{dId}{d\text{para}_i}$ du courant de défaut par rapport à chacun des

paramètres. Ce travail peut être fait "à la main" mais ce travail est long et fastidieux. Nous avons utilisé pour cela un logiciel de calcul symbolique : MACSYMA et obtenu directement les dérivées partielles. Les formules obtenues sont très volumineuses et ne sont pas présentées ici. L'inconvénient de l'écriture des dérivées partielles est qu'il est difficile de voir les paramètres influents ou de retrouver des phénomènes physiques car la taille des formules ainsi obtenues augmente très rapidement.

Avec ces formules on peut par contre obtenir une valeur numérique de manière exacte pour chacune des dérivées avec un jeu de paramètres donnés.

II.5.b Résultats et analyse

C'est ce que nous avons fait sur le deuxième cas test présenté. Nous n'avons pas fait varier les dimensions géométriques du tore car celles-ci sont bien maîtrisées.

Le tableau suivant présente la variation relative du courant de défaut obtenue pour une variation relative de chacun des paramètres du modèle. Nous considérons une variation de 10 % autour de la valeur nominale.

Paramètre	S relais	Z relais	Phir	Cs	Cp	module Zm	arg(Zm)
delta Id (%)	10	6.5	0.2	2	0.06	12	0.8

Tableau 1 : influence de la variation des paramètres sur le courant de défaut Id

On constate que les variations du condensateur C_s ont une faible influence, celles du condensateur C_p sont négligeables. L'impédance du relais ainsi que la caractéristique du matériau (impédance magnétisante) est capitale.

II.6 Synthèse, conclusions et perspectives.

Au cours de ce chapitre, nous avons développé un modèle de la chaîne de mesure: nous avons d'abord analysé la chaîne de mesure et regardé s'il ne s'agissait pas d'un transformateur tout simple dont la littérature est riche. Ce n'est pas le cas, cette chaîne de mesure a des spécificités (niveau d'induction variable) dont il faut tenir compte. Pour développer notre modèle nous avons adopté une représentation électrique de chacun des composants. Cette représentation électrique est synonyme d'équations, que l'on enchaîne suivant un certain processus pour aboutir au courant de défaut.

Les formules obtenues ne sont valables qu'au prix de certaines hypothèses. Nous en sommes conscients et nous les explicitons clairement. Nous discutons également de leur domaine de validité

Notre modèle contient les inductances de fuite et les résistances du bobinage. Nous revenons à leur signification physique pour voir ce qu'elles représentent exactement. Leur valeur est difficile à obtenir mais une étude de sensibilité indique qu'elles ont peu d'influence sur le résultat final. Elles ne sont alors plus prises en compte dans le modèle. De cette manière notre modèle se simplifie en ne gardant que les phénomènes prépondérants.

Nous pouvons alors procéder aux tests de validation de notre modèle après avoir indiqué de quelle manière ils se déroulent et leur pertinence. Ces tests de validation s'avèrent concluants. Nous exploitons pleinement notre modèle par une étude exhaustive de sensibilité. A l'issue de cette étude nous pouvons indiquer soit la précision des mesures à faire, soit la tolérance maximale des composants que l'on va utiliser.

Le modèle que nous avons établi ici est utilisé depuis plus de 18 mois avec succès en bureau d'étude. En plus des tests de validation présentés ici, il s'agit de 18 mois au cours desquels ce modèle a été éprouvé. On en connaît maintenant bien les limites. Elles coïncident avec celles annoncées en début de paragraphe.

Comme annoncé, le modèle que nous avons développé est rapide (le résultat est instantané), n'utilise ni éléments finis ni calculs en pas à pas dans le temps. De ce fait il est totalement dérivable et peut être couplé à un logiciel d'optimisation¹⁴. Nous avons réalisé cette opération et cherché à diminuer la taille du tore. On obtient des solutions très satisfaisantes en terme de matière magnétique utilisée mais ces solutions ne sont pas compatibles avec les contraintes d'encombrement du tore monté dans l'appareil. Ces contraintes dimensionnelles sont un compromis entre les différents métiers mécanique, électrique, thermique impliqués dans un appareil de protection différentielle. Traiter le problème d'optimisation pleinement nécessite la connaissance de ces différents métiers.

¹⁴ utilisant la méthode du gradient par exemple.

Cela représente une grande quantité de travail et dépasse le cadre de cette thèse qui s'axe plutôt sur la modélisation des phénomènes électriques.

Nous n'avons donc pas continué dans cette voie pour mieux nous consacrer aux courants de défauts à composante continue dont traitent les prochains chapitres.

Chapitre III

Modélisation du transformateur différentiel avec des courants de défaut à composante continue

CHAPITRE III

Modélisation du transformateur différentiel avec des courants de défaut à composante continue

III.1 Introduction. Présentation de la problématique onde C.C.

Le modèle de la chaîne de mesure que nous venons de développer supposait que tous les signaux étaient sinusoïdaux. Avec les courants de défaut à composante continue, cette condition n'est plus respectée. Il faut donc élaborer un nouveau modèle qui tienne compte de cette spécificité. Cette dernière nous amènera au cours du mémoire à reconsidérer la représentation électrique du transformateur différentiel, du relais et de quelle manière les calculs peuvent s'enchaîner. Tout au long de ce chapitre, nous établirons des parallèles entre la modélisation en régime sinusoïdal et celle avec les courants à composante continue.

Les buts du "modèle onde C.C" sont identiques à ceux du modèle sinusoïdal : pouvoir calculer les tensions et courants en tout point de la chaîne de mesure, notamment le courant de défaut. De la même manière que précédemment, nous nous plaçons en régime établi et l'état magnétique du tore n'est pas connu a priori. De plus, la forme des différentes tensions et courants n'est pas non plus connue a priori.

Nous allons donc adopter la démarche suivante qui s'étend sur plusieurs chapitres : observer et comprendre, puis retrouver les résultats expérimentaux en simulant sur un cas précis et, enfin, être capable de réaliser des simulations de la chaîne de mesure dans tous les cas possibles.

Dans un premier temps, nous observerons expérimentalement un montage réel et effectuerons différentes mesures. A l'issue de ces observations, nous pourrons proposer un cahier des charges pour la représentation électrique du transformateur différentiel. Nous verrons alors le schéma adopté. Nous aurons, à ce moment de l'étude, réalisé la première phase qui est de comprendre. A cette étape s'ajoutent les résultats phénoménologiques du chapitre précédent.

Par la suite nous chercherons à retrouver par la simulation les résultats expérimentaux. Cela implique de trouver une représentation électrique du tore qui remplisse le cahier des charges et de procéder aux tests de validation. Nous pourrons alors conclure sur la pertinence de la représentation électrique du tore.

La troisième étape (simuler dans tous les cas possibles) ne sera pas traitée ici mais au chapitre 5 car cette étape nécessite une connaissance plus fine du relais (chapitre 4).

III.2 Observation des signaux temporels expérimentaux du montage.

Nous allons présenter le montage réalisé, définir les notations utilisées tout au long du chapitre et analyser les signaux obtenus.

III.2.a Montage réalisé

Le montage réalisé est représenté à la Figure III-1; la notation des grandeurs coïncide avec celle du chapitre précédent.

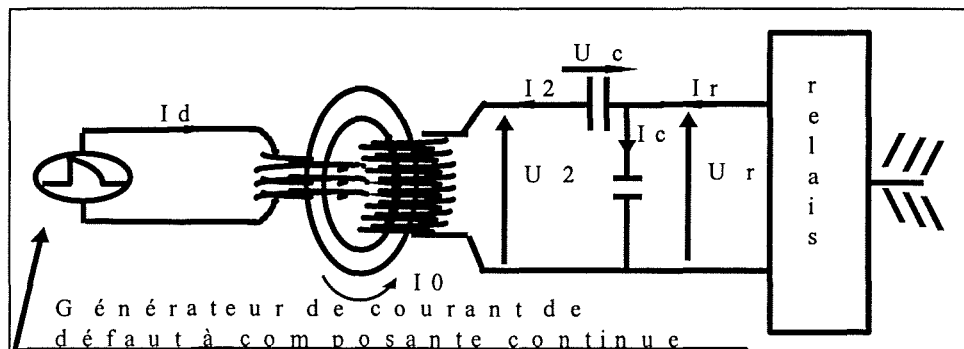


Figure III-1 : Montage expérimental réalisé

Nous avons relevé les signaux obtenus avec les différentes ondes C.C possibles et travaillé soit avec un relais réel, soit avec un relais équivalent (le même qu'au chapitre précédent, pour les mêmes raisons de caractérisation et de reproductibilité des mesures).

Quel que soit le relais utilisé, les résultats expérimentaux sont similaires. Nous allons présenter les résultats obtenus avec le relais équivalent car ceux-ci serviront de référence pour les tests de validation.

III.2.b Courant magnétisant : avec ou sans composante continue

Le courant de défaut a une composante continue. On démontre (en annexe) que le courant secondaire I_2 n'a pas de composante continue et l'on dit couramment que "la composante continue ne passe pas par un transformateur".

De même qu'au paragraphe précédent le courant magnétisant $I_0(t)$ est exprimé en ampères tours afin de n'être rattaché ni au primaire, ni au secondaire. Il est défini par la relation :

$$I_0(t) = N_1 I_d(t) - N_2 I_2(t) \quad \text{Equation III-1}$$

De ce fait, le courant magnétisant I_0 a une composante continue ; elle est égale à celle du courant de défaut que multiplie le nombre de spires au primaire N_1 .

$$I_{0cc} = N_1 * I_{d_{cc}} \quad \text{Equation III-2}$$

A certains moments, le courant magnétisant sera considéré sans sa composante continue. Nous lui donnerons alors un autre nom pour éviter les confusions.

III.2.c Résultats expérimentaux

Nous ne présentons que ceux obtenus avec l'onde 135°, onde pour laquelle les phénomènes qui n'apparaissent pas en sinusoïdal sont le plus prononcés. Tous les chronogrammes présentés débutent au même instant. Le symbole ① indique le début de la période où le courant de défaut est non nul ; le symbole ② sa fin.

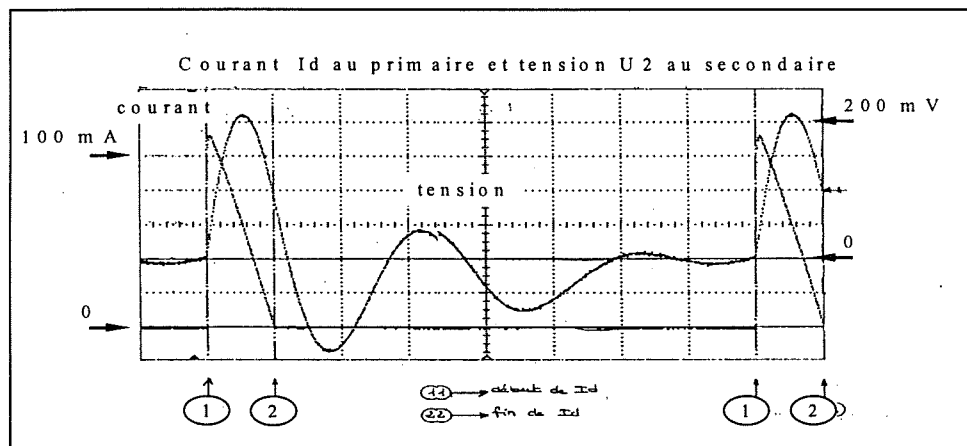


Figure III-2 : Relevés expérimentaux avec un courant à 135 degrés

Sur le chronogramme de la Figure III-2, on observe le courant de défaut et la tension au secondaire. Celle-ci semble être une sinusoïde amortie avec une « pseudo-fréquence » de 150 Hz environ.

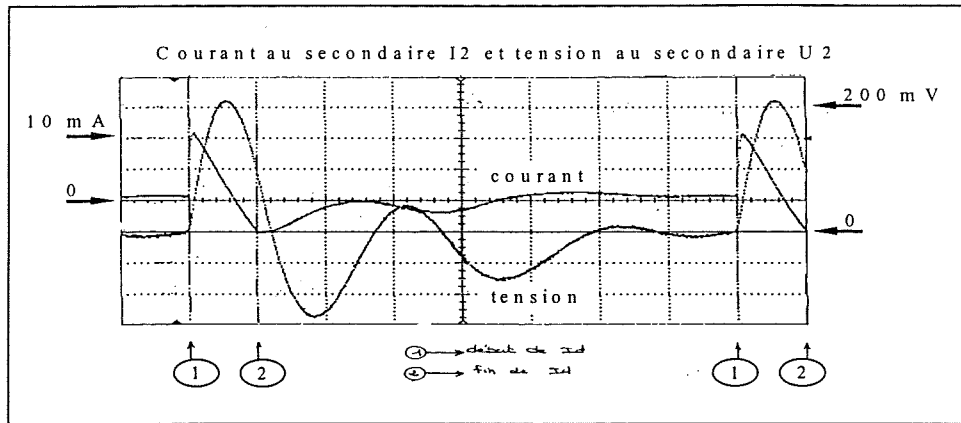


Figure III-3 : Relevés expérimentaux avec un courant à 135 degrés

Sur le chronogramme de la Figure III-3, on observe la tension au secondaire et le courant secondaire. La valeur moyenne de ce dernier est nulle. Entre les instants ① et ②, on remarque que l'on retrouve le front du courant de défaut et que, par la suite, le courant secondaire semble également être sinusoïdal amorti à la même pseudo-fréquence.

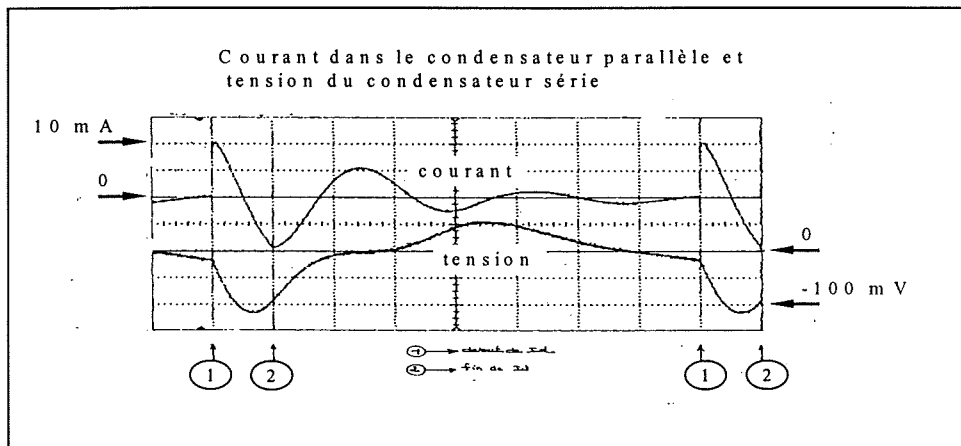


Figure III-4 : Relevés expérimentaux avec un courant à 135 degrés

Sur le chronogramme de la Figure III-4, on observe le courant dans le condensateur parallèle. Il présente également un front raide entre les instants ① et ②. On peut dire que le front raide du courant de défaut passe directement au secondaire et est « absorbé » par les capacités. Par la suite le courant du condensateur est également oscillant amorti à 150 Hz environ.

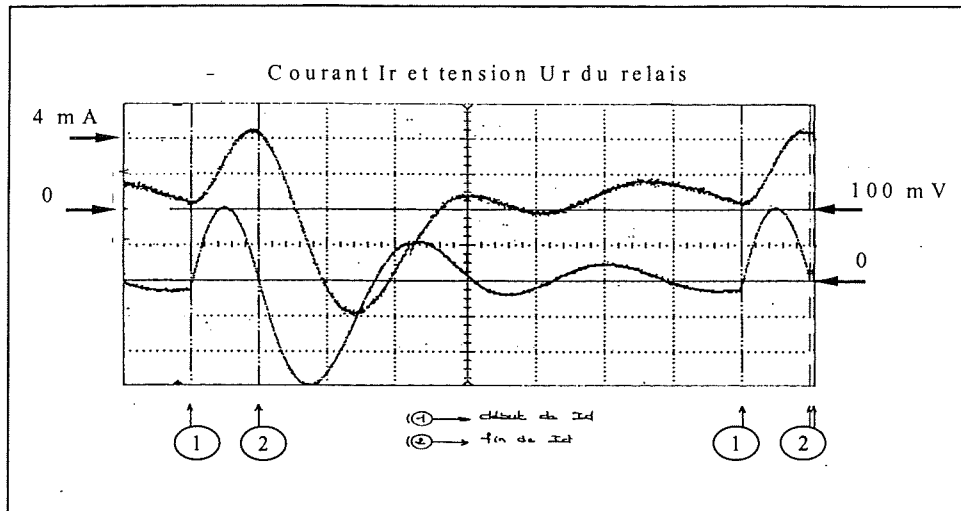


Figure III-5 : Relevés expérimentaux avec un courant à 135 degrés

Les tensions et courant du relais (Figure III-5) semblent également être des sinusoïdes amorties. Il est à noter que l'on n'observe plus de front raide pour le courant (il a été « absorbé » par le circuit de mise en forme qui agit comme un véritable filtre passe-bas)

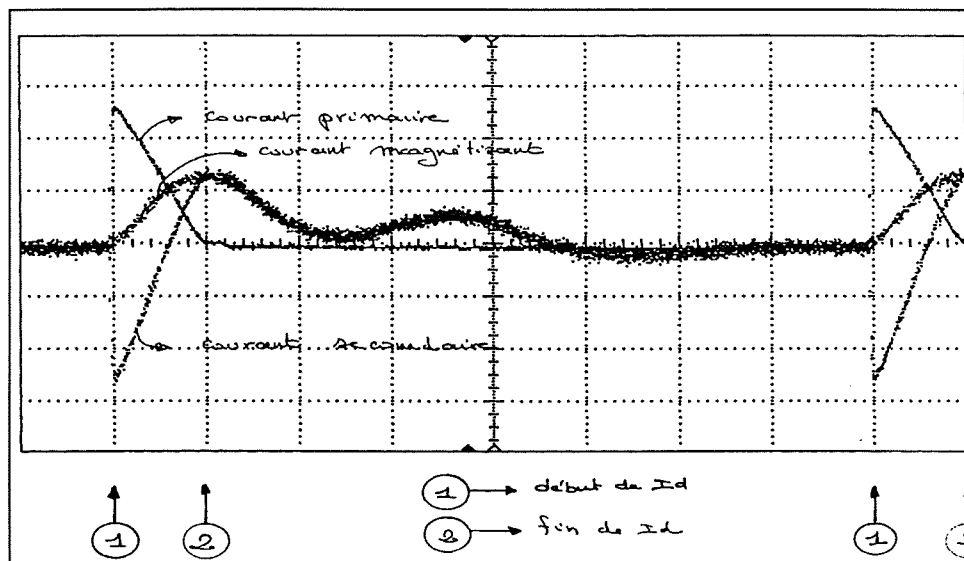


Figure III-6 : Obtention du courant magnétisant par différence des ampères tours

En faisant la différence des ampères tours primaires et secondaires, on obtient le courant magnétisant (Figure III-6). Il ne subit aucune discontinuité et semble être également sinusoïdal amorti. On distingue aisément que sa composante continue I_{0cc} n'est pas nulle.

III.3 Elaboration du cahier des charges du modèle du transformateur différentiel.

Dans cette partie nous allons voir la représentation électrique de la chaîne de mesure et comment le transformateur différentiel s'y insère. Nous parlerons des conditions de travail du transformateur pour illustrer l'état magnétique du tore sur une période électrique. Nous disposerons alors de tous les éléments pour établir le cahier des charges du modèle du transformateur différentiel.

III.3.a Représentation électrique du transformateur différentiel dans la chaîne de mesure

La représentation électrique de la chaîne de mesure que nous avons développée au chapitre précédent est inadaptée car elle ne traite pas la composante continue. Pour palier ce manque, nous allons créer des grandeurs fictives. Nous établirons alors une représentation électrique de la chaîne de mesure qui utilise ces grandeurs fictives. Elle tiendra compte des lois des mailles et des noeuds de la chaîne de mesure.

Nous allons "ramener" toutes les grandeurs électriques d'un seul côté du transformateur différentiel. Nous privilégions arbitrairement le secondaire car la plupart des grandeurs considérées sont de ce côté-ci du transformateur. Il nous faut donc ramener au secondaire le courant de défaut I_d et reconsidérer le courant magnétisant vu du secondaire.

Courant de défaut : le courant de défaut vu du secondaire n'a pas de composante continue et son amplitude est modifiée par le rapport du nombre de spires. On peut donc définir :

$$Id2(t) = \frac{N1}{N2} * (Id(t) - Idcc) \text{ Equation III-3.}$$

avec $Id2(t)$ courant de défaut vu du secondaire.

$I_d(t)$ courant de défaut réel.

$Idcc$ composante continue du courant de défaut I_d .

N_1, N_2 nombre de spires au primaire et au secondaire

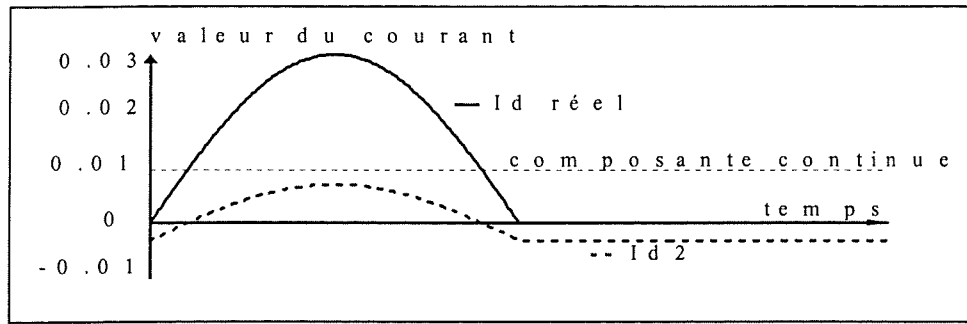


Figure III-7 : Courant de défaut réel et son équivalent au secondaire

Courant magnétisant vu du secondaire : le schéma que nous allons présenter utilise le courant magnétisant vu du secondaire à côté des autres courants et tensions. Nous allons donc considérer la grandeur fictive:

$$I_{02}(t) = \frac{I_0(t) - I_{0cc}}{N_2} \quad \text{Equation III-4.}$$

avec $I_{02}(t)$: courant magnétisant vu du secondaire (A)

$I_0(t)$: courant magnétisant réel (ampères tours)

I_{0cc} : composante continue du courant magnétisant $I_0(t)$ (ampères tours)

N_2 : nombre de spires au secondaire.

Ayant défini ces deux grandeurs $I_{02}(t)$ et $I_{d2}(t)$, nous voyons quelles relations les lient aux autres grandeurs du montage.

On a, par définition du courant magnétisant:

$$I_0(t) = N_1 I_d(t) - N_2 I_2(t) \quad \text{Equation III-5.}$$

comme le courant secondaire $I_2(t)$ a une composante continue nulle, il vient:

$$I_{0cc} = N_1 I_{dcc} \quad \text{Equation III-6}$$

on a alors la relation:

$$I_{02}(t) = \frac{N_1 * I_d(t) - N_2 * I_2(t) - N_1 * I_{dcc}}{N_2} \quad \text{Equation III-7}$$

d'où

$$I_{02}(t) = I_{d2}(A) - I_2(t) \quad \text{Equation III-8}$$

On reconnaît ici une équation de noeud avec les 3 courants I_{02} , I_{d2} et I_2 . De plus la tension aux bornes du tore est égale à celle du condensateur série ajoutée à celle du condensateur parallèle. On dispose alors d'une loi des mailles.

Le schéma électrique que nous proposons est l'extension du schéma développé au chapitre précédant. Il réalise les lois des mailles et des noeuds énoncées. Toutes les grandeurs sont ramenées au secondaire, y compris l'impédance magnétisante du transformateur différentiel.

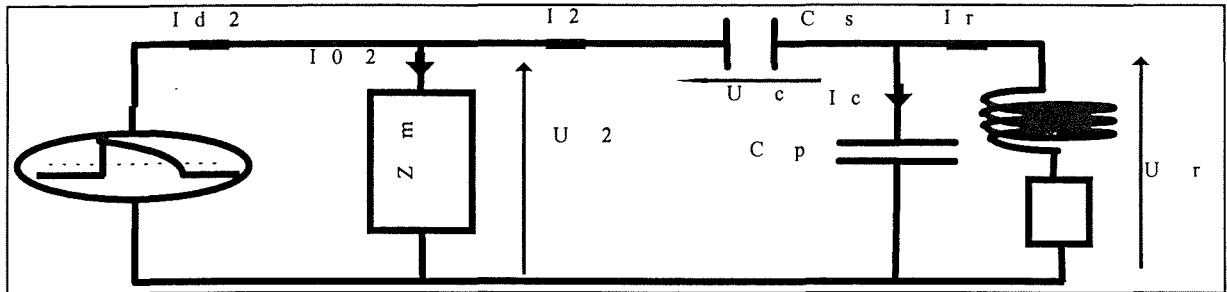


Figure III-8 : Schéma électrique de la chaîne de mesure vue du secondaire

Le transformateur différentiel ramené au secondaire apparaît alors comme un quadripôle dont le seul élément à déterminer est l'impédance magnétisante ramenée au secondaire Z_m .

Connaître cette impédance magnétisante c'est pouvoir mettre en relation la tension aux bornes du tore avec son courant magnétisant. Ce que nous appellerons à présent "modélisation du transformateur différentiel" correspond en fait à la détermination de sa seule impédance magnétisante Z_m vue du secondaire.

III.3.b Remarques sur cette représentation électrique du transformateur différentiel

- Ce que représente l'impédance magnétisante : le transformateur est représenté par "une boîte noire" appelée impédance magnétisante. Telle qu'elle apparaît sur le schéma, sa valeur dépend bien sûr du nombre de spires au secondaire du tore. De plus, par cette représentation, on ne considère ni le champ magnétique ni l'induction dans le tore. On privilégie donc une approche électrique du tore que l'on considère comme un composant bobiné. Pour l'instant, l'impédance magnétisante Z_m ne représente qu'un dipôle dont on ne connaît rien : ni son évolution en fonction de la fréquence ni son évolution en fonction de l'amplitude des signaux.

- Autre méthode possible d'obtention de ce schéma : le schéma que nous avons obtenu est équivalent à celui du Chapitre 2 où tous les éléments seraient ramenés au secondaire ; restait alors le problème de la composante continue. Nous avons donc créé les grandeurs - fictives - I_{d2} et I_{02} (sans composante continue) pour pouvoir travailler au secondaire et fait apparaître l'impédance magnétisante comme un dipôle utilisant ces grandeurs.
- Le courant magnétisant $I_{02}(t)$ crée des variations de champ dans le matériau, engendrant des variations de flux et donc une force électromotrice. Dans notre représentation, nous disons que cette force électromotrice est égale à la tension U_2 . Cela suppose que l'on néglige la résistance du bobinage et les inductances de fuite. Nous le faisons sciemment en nous appuyant sur les résultats du chapitre précédent. La résistance du bobinage est négligeable ainsi que la réactance de fuite à 50 Hz. Certes le courant secondaire $I_2(t)$ présente un front raide, mais pas infiniment raide. Néanmoins, les inductances de fuite sont suffisamment petites pour que la réactance soit négligée.

III.3.c Définition des conditions de travail du transformateur

Au chapitre précédent nous avons établi qu'il faut connaître la valeur de l'impédance magnétisante (à une fréquence fixe) pour tous les niveaux d'induction efficace que l'on peut rencontrer. Les « conditions de travail » du transformateur étaient alors définies par cette induction efficace. Avec des ondes à composante continue cela n'est plus valable. Nous allons alors redéfinir ce que sont les conditions de travail du transformateur dans notre cas. Cela nous permettra par la suite de mesurer le transformateur dans ses conditions de travail. Nous devons donc répondre aux questions suivantes :

- qu'est-ce que le travail du transformateur?
- quelle grandeur privilégier pour parler de ce travail?
- comment caractériser ce travail de manière simple?

Lors de l'observation des chronogrammes nous avons dit que le transformateur "travaillait" à une pseudo-fréquence assez faible. Lorsque l'on dit que le tore travaille, on exprime en fait qu'il y a des variations de champ et/ou d'induction au cours du temps. Ces deux grandeurs étant liées par les caractéristiques dynamiques du matériau, connaître l'un dans le temps revient à connaître l'autre. Une seule de ces grandeurs suffit donc à connaître les conditions de fonctionnement du matériau. Voyons les avantages et les inconvénients de chacune de ces deux grandeurs :

le champ magnétique¹ : il n'est pas directement mesurable mais est proportionnel² au courant magnétisant. Celui-ci n'est hélas pas directement accessible et ne peut être obtenu qu'en faisant la différence des ampères tours primaires et secondaires.

L'induction : elle n'est pas non plus directement accessible et ne peut être obtenue qu'en intégrant la tension. En régime permanent, on ne connaît que les variations d'induction et il faut intégrer la tension à partir de l'instant zéro pour en connaître la valeur réelle³.

Pour décrire le travail du tore nous choisissons arbitrairement de considérer le champ magnétique - ou le courant magnétisant - car c'est en fait le plus simple à mesurer et à calculer.

A présent que nous avons choisi une manière de décrire le travail du tore nous allons tenter de le caractériser. En effet, le courant magnétisant sur une période électrique représente une trop grande quantité d'informations, impossible à traiter de manière correcte. Nous allons donc chercher à la synthétiser en un nombre restreint de grandeurs.

III.3.d Caractérisation des conditions de travail du tore

En régime sinusoïdal, un signal est totalement caractérisé par sa fréquence, son amplitude et sa phase. Un signal quelconque périodique est totalement caractérisé par sa transformée de Fourier, mais dans ce cas la quantité d'information reste la même, nous n'avons pas synthétisé le signal. La caractérisation synthétique d'un signal - quelconque - doit donc se faire au prix d'une perte d'information.

Nous choisissons de synthétiser le courant magnétisant par un jeu de deux grandeurs. Nous allons retenir les deux grandeurs suivantes : l'amplitude du signal par rapport à sa valeur moyenne et sa composante continue. Se pose alors le problème de calculer cette amplitude lorsque le signal est très dissymétrique par rapport à sa valeur moyenne. Faut-il prendre la demi-amplitude positive ou la demi-amplitude négative ? Pour palier ce problème, nous allons caractériser le signal par un autre jeu de grandeurs équivalentes mais qui sera valable quelle que soit la forme du courant magnétisant I_0 .

Le signal $I_0(t)$ est connu sur une période. On peut définir la valeur maxi et mini (algébrique) du signal: $I_{0\max}$ et $I_{0\min}$. Nous allons caractériser le travail du transformateur uniquement par ces deux grandeurs. Il y a certes une grande perte d'information mais nous verrons par la suite que cela est compensé par la "robustesse" du modèle.

¹ il s'agit bien sûr du champ en surface.

² avec les hypothèses prises au chapitre 2.

³ cela suppose aussi que le tore a été correctement démagnétisé avant intégration de la tension.

Enfin le couple des valeurs (I_{0min} , I_{0max}) ne nous satisfait pas et nous préférons considérer leur demi-somme et leur demi-différence appelées valeur centrale et demi-amplitude. N'importe quel signal périodique peut être alors décrit de cette manière (Figure III-9).

Conclusions : Pour parler du travail du transformateur nous considérons le courant magnétisant sur une période électrique. Cela représente une très grande quantité d'informations et nous choisissons de caractériser le travail du transformateur par la valeur centrale et la demi amplitude du courant magnétisant.

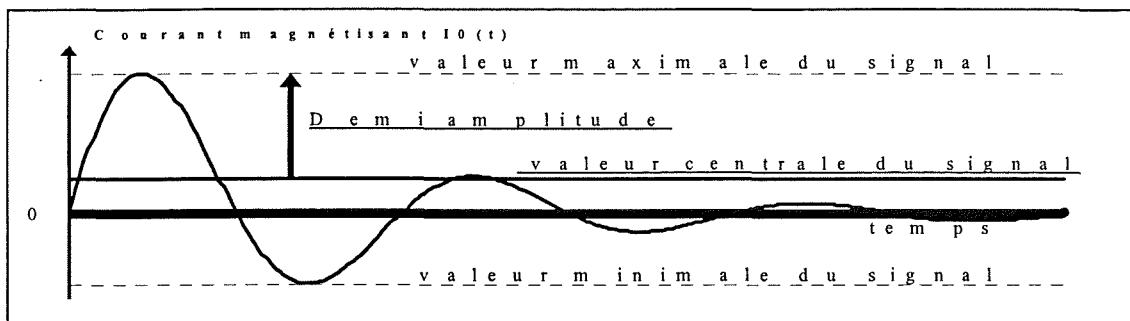


Figure III-9: Définition de la valeur centrale et de la demi amplitude du courant magnétisant

III.3.e Elaboration du cahier des charges du modèle du tore

Nous rappelons qu'avec la représentation électrique adoptée, le modèle du tore se restreint à la connaissance de l'impédance magnétisante Z_m . Connaître cette impédance magnétisante c'est pouvoir mettre en relation la tension U_2 avec le courant I_0 .

Un modèle parfait - ou complet - du tore est valable pour n'importe quel courant magnétisant. Nous ne désirons pas ici développer un modèle valable sur un domaine aussi vaste car il serait à ce moment très compliqué : il ferait obligatoirement appel soit à des éléments non linéaires, soit à une décomposition en plusieurs éléments comme le modèle de Preisach. Dans ces deux cas, l'obtention des paramètres n'est pas évidente et nécessite des mesures complexes alors que nous voulons que notre modèle utilise des mesures simples du tore.

C'est justement pour définir ce domaine de validité que nous avons défini ce que sont les conditions de travail du transformateur.

Le modèle que nous allons développer ne sera valable que pour des conditions de fonctionnement données : valeur centrale et demi-amplitude du courant magnétisant fixées. Nous pouvons alors proposer le cahier des charges suivant :

"Pour une valeur centrale et une demi-amplitude données l'impédance magnétisante doit mettre en exacte relation le courant magnétisant avec la tension au secondaire, et ce quelle que soit la forme du signal considéré".

Les figures suivantes présentent différents courants magnétisants que l'on peut rencontrer a priori. Ils ont même valeur centrale et même demi-amplitude. Notre modèle doit fonctionner avec n'importe lequel de ces signaux. A la vue de ces signaux, on peut dire que le modèle du tore doit être "robuste en fréquence".

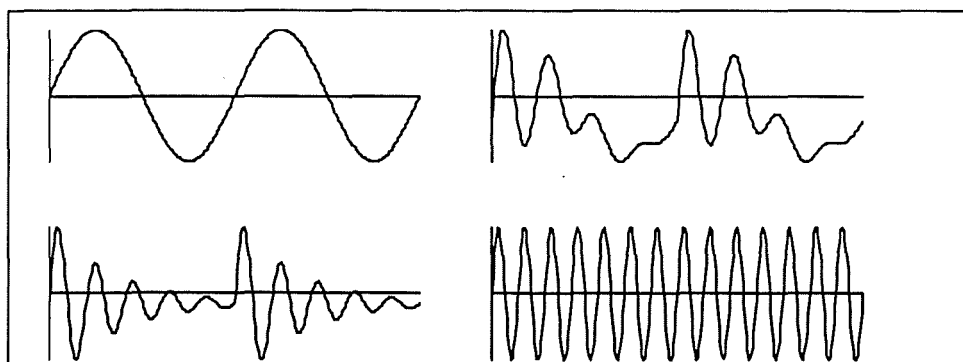


Figure III-10: différents courants magnétisants envisageables

III.3.f Synthèse sur le cahier des charges du modèle

Nous avons choisi de considérer le tore comme un transformateur et de ramener tous les éléments au secondaire. Pour s'affranchir du problème de la composante continue, nous avons créé les grandeurs fictives I_{da} et I_{02} respectivement courant de défaut et magnétisant sans composante continue vus du secondaire. En faisant abstraction des inductances de fuite, le transformateur apparaît alors comme un quadripôle dont le seul élément à déterminer est l'impédance magnétisante Z_m . Celle-ci met en relation le courant magnétisant I_{02} avec la tension aux bornes du tore U_2 .

Par ailleurs, nous définissons ce que sont les conditions de travail du tore ; nous choisissons de représenter le travail du tore par le courant magnétisant. Au prix d'une perte d'information, les conditions de travail du tore se résument à la valeur centrale et la demi-amplitude du courant magnétisant.

Nous disposons alors de tous les éléments pour établir le cahier des charges du modèle du tore :
 « Pour des conditions de travail données l'impédance magnétisante doit mettre en exacte relation la tension et le courant, et ce quelles que soient leurs formes. »

Nous allons voir à présent comment représenter l'impédance magnétisante d'une manière électrique qui satisfasse au cahier des charges.

III.4 Obtention de l'impédance magnétisante.

Jusqu'à présent, l'impédance magnétisante est une "boîte noire" dont on a établi le cahier des charges. Nous allons à présent « construire » cette "boîte noire" par des éléments électriques. Il faut d'abord proposer une topologie de circuit équivalent et ensuite donner une valeur à chacun des éléments de ce circuit.

Dans un premier temps, nous allons voir les différentes topologies présentes dans la littérature, nous en choisirons alors une que nous adapterons à notre cas. Nous verrons ensuite comment obtenir les valeurs des paramètres.

III.4.a Topologies du circuit présentes dans la littérature

Les impédances magnétisantes des transformateurs sont couramment traitées dans la littérature. La représentation la plus simple que l'on puisse en faire est une inductance et une résistance en parallèle (Figure III-11 -a). Cette représentation est tout à fait valable pour des signaux sinusoïdaux mais la valeur des paramètres varie avec la fréquence pour les matériaux considérés. En ce sens, ce modèle n'est pas "robuste en fréquence" et il sera donc inadapté à notre étude.

D'autres modèles d'impédance magnétisante sont proposés (Figure III-11 b et c)

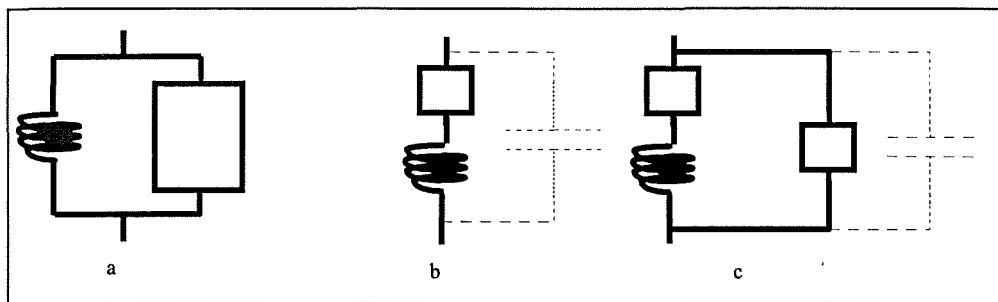


Figure III-11 : Différentes représentations d'impédances magnétisantes

De telles structures sont utilisées pour décrire le comportement fréquentiel des composants magnétiques bobinés. Au-delà d'une certaine fréquence (la dizaine de KHz), on fait également apparaître des capacités qui représentent l'énergie électrostatique emmagasinée entre les spires des différents bobinages.

Nous avons établi que le transformateur travaille à des fréquences relativement basses et que la tension aux bornes du tore est également de basse fréquence (voir les chronogrammes

expérimentaux). Il est donc inutile de faire apparaître des capacités dans notre modèle du tore, d'autant plus que les spires sont très écartées, réduisant ainsi l'énergie électrostatique emmagasinée. D'autres travaux ont été réalisés sur la caractérisation des matériaux en fonction de la fréquence [BOU]. Boussaleh considère un matériau linéaire, sans hystérésis, conducteur, massif de dimensions données.

Il calcule la répartition de l'induction dans le matériau pour un champ quelconque dans le temps et en déduit alors le flux. Travaillant dans l'espace de Laplace, il fait alors apparaître une fonction de transfert entre la tension aux bornes du bobinage et le courant qui le parcourt. Cette fonction de transfert, rapport $U(p)/I(p)$, correspond à une expression analytique particulière de l'impédance ainsi considérée.

Cette fonction de transfert est une fraction rationnelle en p et peut être décomposée en série de Laurent. Les termes d'une série de Laurent ont la particularité de pouvoir être représentés électriquement par l'association série d'une inductance et d'une résistance. La somme (infinie) des termes de Laurent correspond à la mise en parallèle de ces associations séries (Figure III-12). Cette association doit être infinie pour représenter exactement les phénomènes. Enfin, la valeur de chacune des résistances et inductances est calculée à partir des données géométriques, de la perméabilité et de la conductivité du matériau.

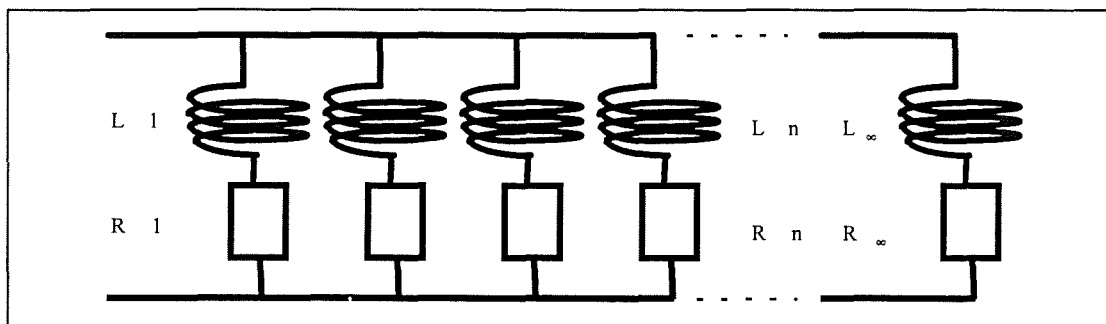


Figure III-12 : Représentation électrique d'une impédance magnétisante

III.4.b Choix d'une topologie pour notre problème

Ces travaux sont très intéressants mais leurs hypothèses de départ ne correspondent pas à notre problème. Nous allons uniquement en retenir que l'impédance totale du circuit présenté varie avec la fréquence, ce qui correspond au cahier des charges de notre modèle.

L'association infinie de ces dipôles série n'est pas réalisable et nous ne prendrons qu'un nombre restreint de dipôles série. On parlera alors du nombre de branches du circuit (Figure III-12).

Enfin, la valeur des composants du circuit ne sera pas calculée à partir des données géométriques et magnétiques du tore mais à partir de sa réponse fréquentielle.

III.4.c Obtention des valeurs des composants du circuit

L'idée principale pour l'obtention des paramètres est la suivante :

"Si l'impédance modélisée a la même réponse fréquentielle que l'impédance réelle, alors elle a toutes les chances de mettre en exacte relation la tension et le courant, même pour des signaux de forme complexe."

Nous rappelons que la validité du modèle que nous développons se limite à des conditions de travail données: demi-amplitude du courant magnétisant et valeur centrale données.

Nous allons bien sûr mesurer la réponse fréquentielle du transformateur dans de telles conditions de travail. Lors de la mesure, le courant utilisé aura sa valeur centrale et sa demi-amplitude qui correspondent aux conditions dans lesquelles le transformateur travaille avec un courant de défaut donné et les éléments de la chaîne de mesure fixés.

Pour connaître la réponse fréquentielle, nous allons mesurer l'impédance magnétisante sur toute une plage de fréquences avec des signaux sinusoïdaux auxquels nous rajoutons une composante continue. Pour de tels signaux, la composante continue se confond avec la valeur centrale et les amplitudes correspondent (Figure III-13).

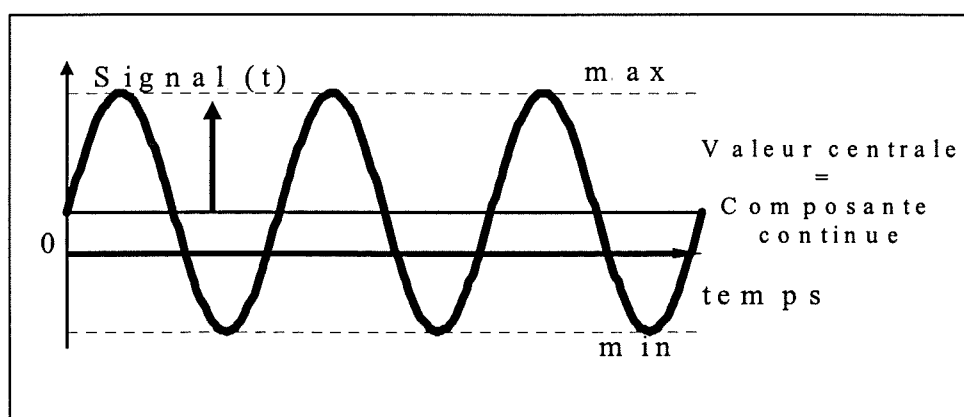


Figure III-13 : Grandeurs caractéristiques sur un signal symétrique

Dans un souci de simplicité de mise en oeuvre, nous avons choisi de réaliser ce signal grâce à deux circuits séparés :

La composante continue -correspondant à un point de polarisation - va être créée par un premier circuit tandis que la mesure fréquentielle du tore se fait avec des signaux sinusoïdaux sans composante continue (Figure III-14).

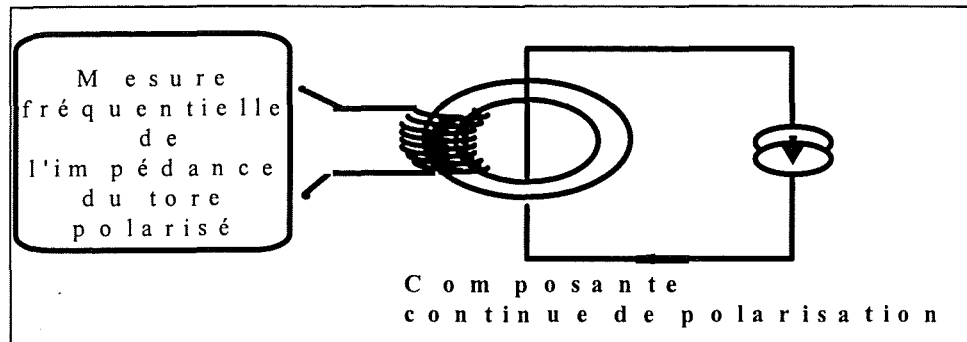


Figure III-14 : Banc de mesure de l'impédance du tore

Par la suite, nous calculons les valeurs des différents composants de manière à ce que le tore modélisé et le tore réel aient la même réponse fréquentielle.

La Figure III-15 et la Figure III-16 représentent les modules et les phases des impédances mesurées expérimentalement et celles calculées à partir du circuit électrique.

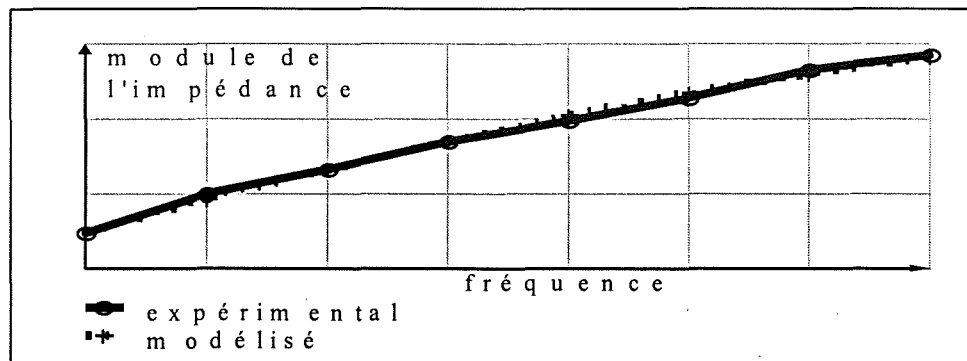


Figure III-15 : Comparaison en fonction de la fréquence du module expérimental et du module issu du modèle

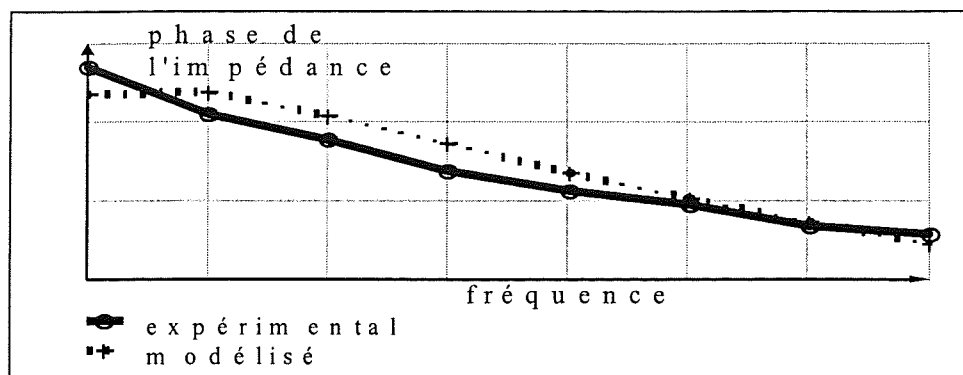


Figure III-16 : Comparaison en fonction de la fréquence de la phase expérimentale et de la phase issue du modèle

III.5 Tests de validation du modèle du transformateur.

A présent que nous avons établi une représentation électrique de la chaîne de mesure et développé un modèle électrique du transformateur, nous allons procéder aux tests de validations. Ceux-ci sont de deux types :

- Dans un premier temps, nous allons voir si notre modèle est capable de reproduire fidèlement les signaux mesurés.
- Dans un second temps, nous pousserons plus avant notre réflexion sur les matériaux magnétiques et verrons de quelle manière le modèle développé rend compte du comportement réel de ces matériaux.

III.5.a Déroulement des tests avec les signaux temporels

Les premiers tests de validation vont se dérouler de la manière suivante :

Sur un cas précis⁽¹⁾ (chaîne de mesure et courant de défaut fixés), nous allons mesurer en tous points du montage les tensions et courants obtenus (2). Ces chronogrammes serviront de référence et nous allons en déduire les conditions de travail du transformateur (3).

Nous mesurerons alors la réponse fréquentielle du transformateur dans ses conditions de travail (4) et obtiendrons les valeurs des composants représentant l'impédance magnétisante (5). Nous associerons cette impédance magnétisante avec tous les éléments de la chaîne de mesure dans le logiciel de simulation électrique CIRCUIT⁴ (6) et obtiendrons alors, une fois le régime permanent atteint les chronogrammes simulés (7). La comparaison (8) de ces chronogrammes permettra de calculer l'écart relatif (9) et d'établir la validité du modèle.

⁴ Le logiciel CIRCUIT est un logiciel de simulation temporelle de circuits électriques. Il utilise une méthode en pas à pas dans le temps. CIRCUIT est un logiciel équivalent à Pspice

La figure suivante résume les étapes que nous venons d'annoncer.

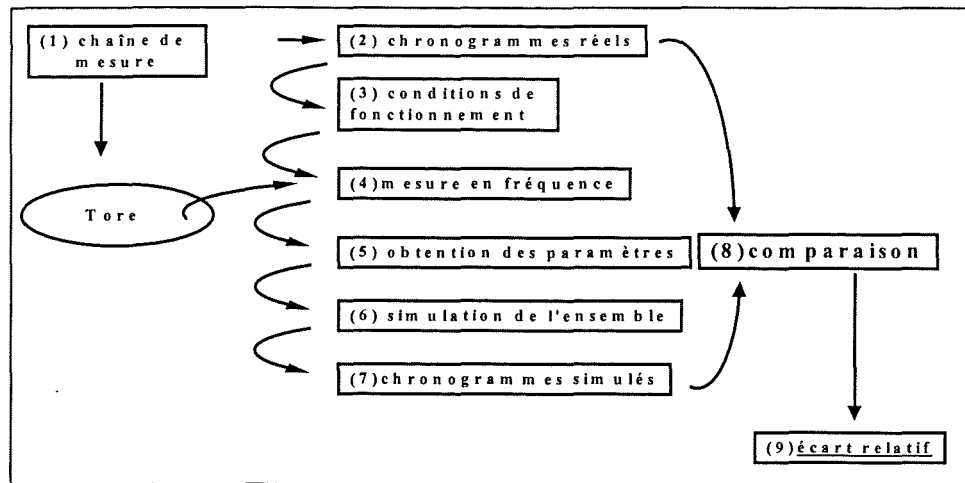


Figure III-17: Enchaînement des étapes pour tester le modèle

III.5.b Relais équivalent

Pour les mêmes raisons de reproductibilité qu'au chapitre précédent, nous n'avons pas utilisé de relais réel mais un relais équivalent. Il est constitué de la même manière d'un tore bobiné en ferrite et d'une résistance en série. A priori les caractéristiques des ferrites ne varient pas sur la plage de fréquences que nous considérons. La représentation du relais équivalent par une résistance et une inductance en série est donc fondée.

III.5.c Résultats expérimentaux et simulés - Comparaison

Les chronogrammes expérimentaux sont en fait ceux que nous avons présentés en début de chapitre, nous ne les présentons pas à nouveau. On constate rapidement que les chronogrammes simulés ont la même allure et nous allons alors établir le critère d'erreur suivant :

Nous ne considérons que les valeurs maximales et minimales (localement) des signaux, nous les comparons et exprimons leur différence relativement à l'amplitude du signal :

$$\text{ecart}(\%) = \frac{|\text{valeur_expérimentale} - \text{valeur_mesurée}|}{|\text{valeur_maximale_expérimentale}|} * 100 \quad \text{Equation III-9}$$

La Figure III-18 illustre ce mode de calcul.

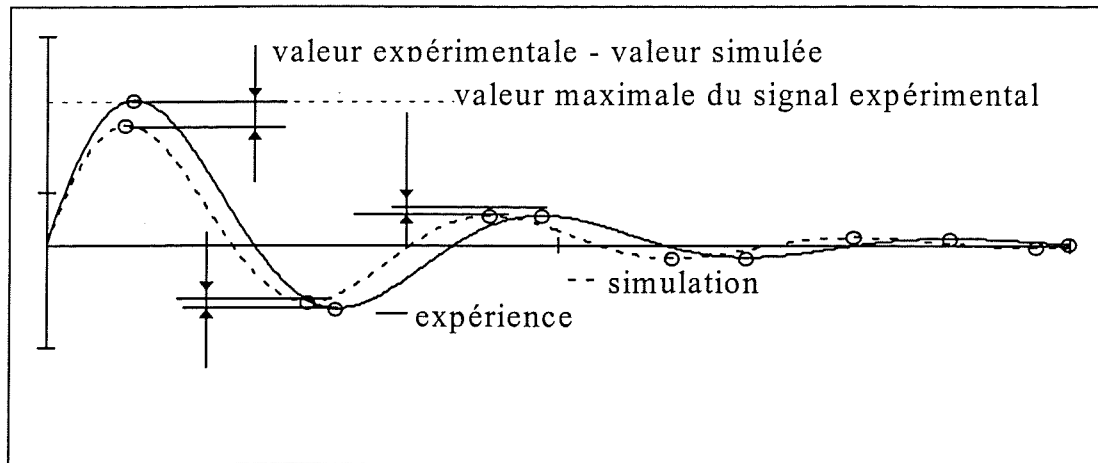


Figure III-18 : Détermination des valeurs pour le calcul de l'écart relatif

Nous représentons côte à côte les chronogrammes expérimentaux et simulés. A chaque extremum local de la courbe nous calculons l'écart relatif que nous inscrivons à proximité de cet extremum. Nous ne présentons que deux des cinq chronogrammes précédents: les plus significatifs et les plus importants.

Ce sont du côté du transformateur le courant I_2 et la tension secondaire U_2 , et du côté du relais la tension à ses bornes U_r et son courant I_r .

Les résultats sont présentés sur la **Figure III-19** et la **Figure III-20**.

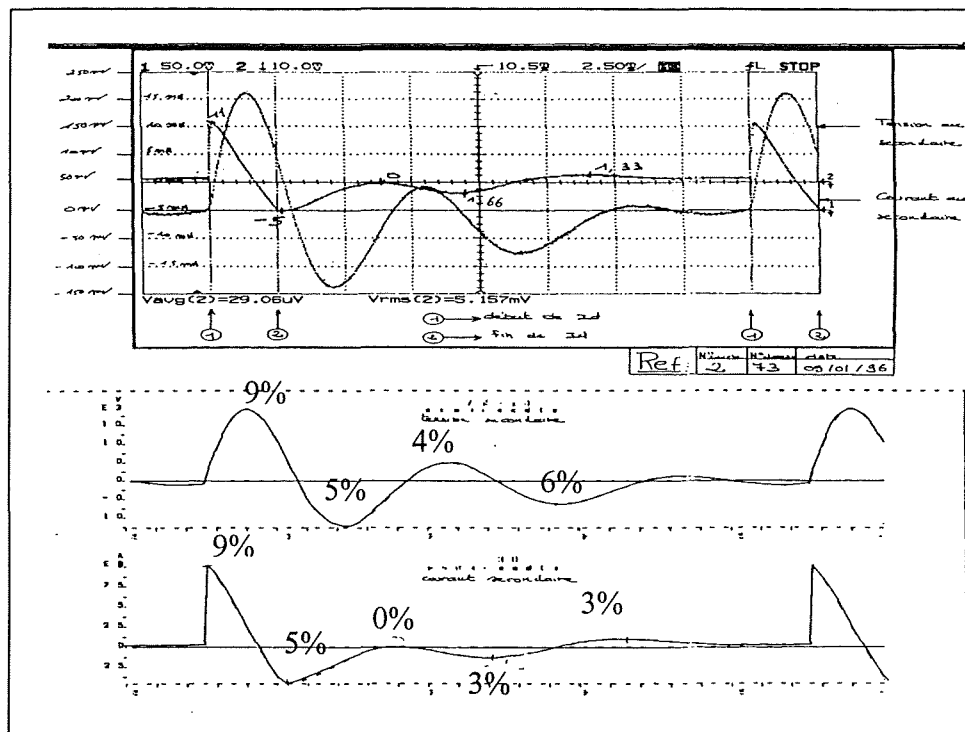


Figure III-19 : Comparaison de la tension et du courant secondaires

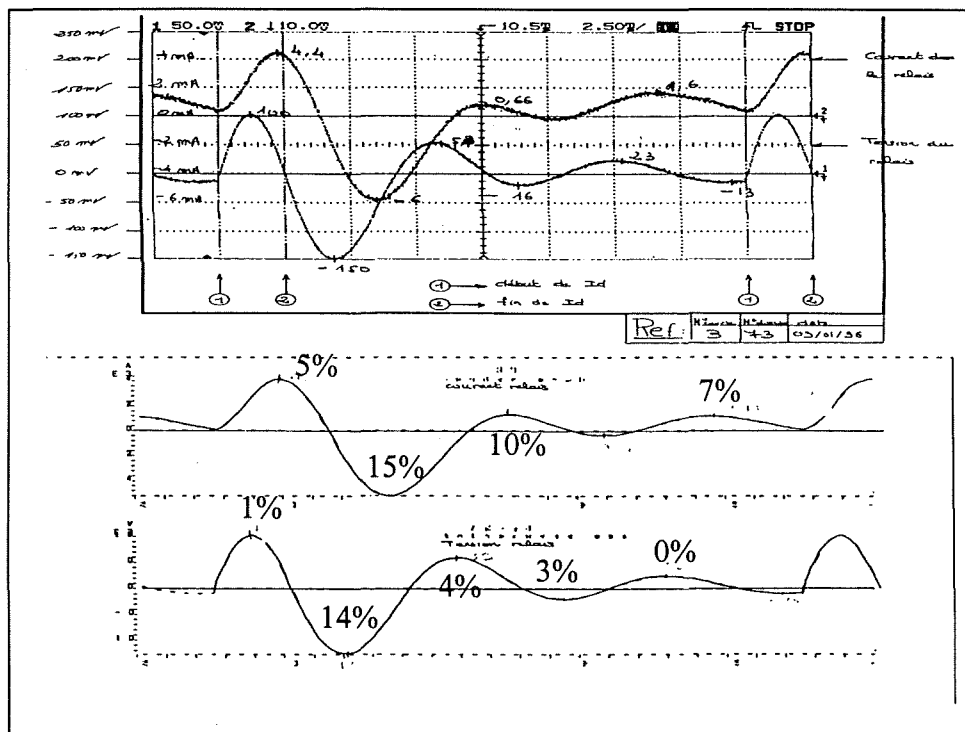


Figure III-20 : Comparaison tension et courant du relais modèle

Les formes des signaux sont très bien reproduites par la simulation et l'écart sur les valeurs maximales entre les valeurs mesurées et simulées est au maximum de l'ordre de 10 %, ce qui est tout à fait acceptable.

Cet écart peut s'expliquer en prenant en considération les phénomènes suivants qui, si on les combine, justifient rapidement des 10 % d'erreur.

- qualité de la mesure des signaux expérimentaux (4 %)
- qualité de la mesure fréquentielle du tore (4 %)
- exactitude de la réponse fréquentielle du modèle par rapport à celle du tore (7 %)
- incertitude sur la valeur des composants de la chaîne de mesure, notamment le relais (4 %)

Une fois ces différentes considérations prises en compte on peut conclure que notre modèle est satisfaisant par rapport à ces tests.

III.6 Analyse des caractéristiques de notre modèle par rapport aux phénomènes magnétiques habituellement rencontrés.

Au cours de ce paragraphe nous allons analyser les différentes caractéristiques des matériaux magnétiques réels et les comparer au comportement de notre modèle. Cela nous permettra d'établir les performances du modèle que nous avons développé au-delà de son utilisation dans la chaîne de mesure des appareils de protection différentielle. A l'issue de cette analyse, nous aurons établi le domaine de validité de notre modèle.

Dans notre propos, nous analysons les comportements obtenus lorsqu'on impose un courant donné. Cette illustration n'est bien sûr pas limitative et peut aisément être étendue à une tension ou une induction imposée.

Les matériaux magnétiques réels ont - au moins - les caractéristiques suivantes :

- Non linéarité
- Saturation
- Variation des caractéristiques magnétiques avec la fréquence
- Existence de cycles mineurs
- Phénomènes d'hystérésis statique et dynamique
- Diffusivité des matériaux

Pour chaque thème traité, nous présenterons d'abord le comportement du matériau magnétique réel, puis celui de notre modèle et nous établirons alors son domaine de validité.

III.6.a Non linéarité des matériaux magnétiques

La perméabilité incrémentale⁵ des matériaux magnétiques n'est pas constante et varie avec la valeur du champ imposé.

Nous rappelons que les valeurs des composants de notre modèle sont calculées pour des conditions de travail bien précises. Si ces conditions de travail changent, alors il faut à nouveau calculer la valeur des composants en fonction de la nouvelle réponse fréquentielle que l'on aura obtenue

Sur l'exemple de la Figure III-21, on a fait deux mesures de la réponse fréquentielle avec des composantes continues et des signaux sinusoïdaux d'amplitude correspondantes. On a alors obtenu deux jeux de valeurs pour les composants et avons obtenu les cycles présentés sur la Figure III-21.

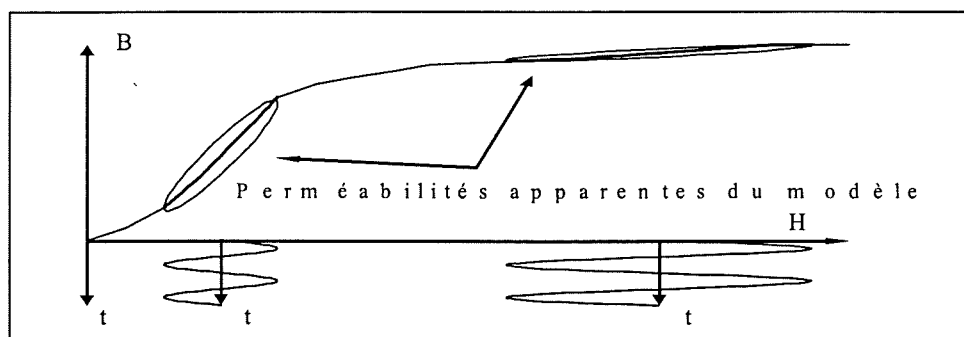


Figure III-21 : représentation des cycles dans l'hypothèse des petits signaux

On constate que la perméabilité apparente de notre modèle s'est bien adaptée à la perméabilité incrémentale du matériau.

On peut donc dire que notre modèle intègre les non-linéarités du matériau magnétique. Cela se fait bien sûr au prix de plusieurs mesures de la réponse fréquentielle de l'impédance magnétisante.

Il faut tout de même préciser que cette prise en compte de la non linéarité est rigoureuse tant que l'on reste dans l'hypothèse de petits signaux. Au-delà de cette hypothèse, la forme des tensions réelles et simulées diffère.. Nous allons traiter ce thème en abordant le problème de la saturation et des grands signaux.

III.6.b Limite du domaine de validité du modèle en fonction de l'amplitude des signaux

Une tension et un courant sinusoïdaux correspondent à des cycles elliptiques. Si le cycle décrit n'est pas une ellipse alors que le courant est sinusoïdal, on peut alors en conclure que la tension n'est pas sinusoïdale.

⁵ elle est définie par $\mu_{inc} = dB/dH$

Avec des courants de faible amplitude, on est toujours dans l'hypothèse des petits signaux et les cycles décrits, qu'ils soient expérimentaux ou simulés, sont des ellipses. On est dans le domaine de validité du modèle de l'impédance magnétisante.

En revanche avec des courants sinusoïdaux de grande amplitude auxquels s'ajoute une composante continue, on atteint rapidement la zone saturée du matériau magnétique. La tension n'est alors plus sinusoïdale comme l'indique la forme du cycle de la Figure III-22.

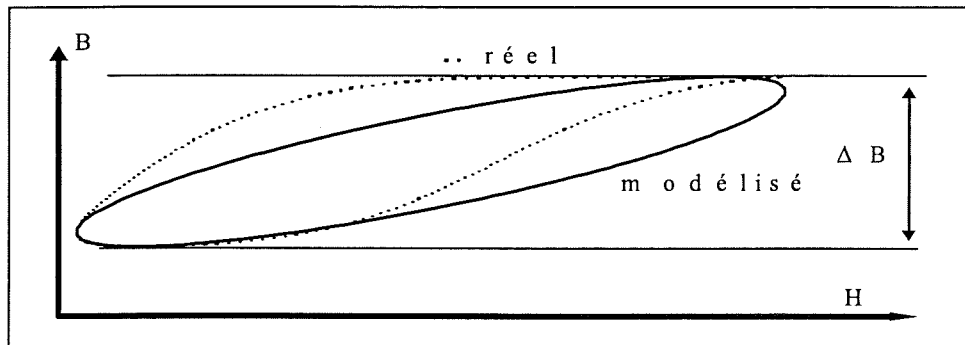


Figure III-22 : Cycles obtenus en dehors de l'hypothèse petits signaux

Quel est le comportement de notre modèle dans un tel cas? Quels cycles produit - il ?

Notre modèle n'utilise que des composants électriques linéaires. En ce sens, si on impose un courant sinusoïdal, alors la tension obtenue sera forcément sinusoïdale. Pour des signaux de grande amplitude la forme des cycles (et donc de la tension si on impose le courant) ne correspond pas rigoureusement entre expérience et simulation (Figure III-22).

Faut-il en conclure alors que notre modèle n'est pas valable ?

En pareil cas, certes , notre modèle ne restitue pas fidèlement la valeur instantanée de la tension ou de l'induction, mais on peut cependant faire en sorte qu'il restitue fidèlement les grandeurs globales des signaux. On peut envisager qu'il respecte, pour un courant sinusoïdal, un des critères suivants :

1. Variation d'induction au cours du cycle et valeur des pertes.
2. Variation d'induction au cours du cycle et facteur de puissance.
3. Valeur efficace de la tension et facteur de puissance.

Avec des grands signaux, on détermine quelles grandeurs seront conservées lorsque l'on mesure l'impédance magnétisante (en module et en phase). En effet, lorsque la tension n'est plus sinusoïdale, il est délicat de définir la valeur de l'impédance.

Si on calcule l'impédance de l'une des manières suivantes alors le critère correspondant sera respecté.

$$1. |Z_m| = \frac{\bar{U}}{I_{eff}} * \frac{\pi}{2 * \sqrt{2}} \quad \text{Equation III-10} \quad \cos(\arg(Z_m)) = \frac{P}{U_{eff} * I_{eff}} \quad \text{Equation III-11}$$

$$2. |Z_m| = \frac{\bar{U}}{I_{eff}} * \frac{\pi}{2 * \sqrt{2}} \quad \text{Equation III-12} \quad \cos(\arg(Z_m)) = \frac{P}{\bar{U} * \frac{\pi}{2 * \sqrt{2}} * I_{eff}} \quad \text{Equation III-13}$$

$$3. |Z_m| = \frac{U_{eff}}{I_{eff}} \quad \text{Equation III-14} \quad \cos(\arg(Z_m)) = \frac{P}{U_{eff} * I_{eff}} \quad \text{Equation III-15}$$

avec \bar{U} la tension moyenne redressée.

Ces trois manières de calculer l'impédance sont bien sûr équivalentes dès lors que la tension est sinusoïdale.

La manière dont on décide de calculer l'impédance dépend de la manière dont on compte utiliser le modèle par la suite. Suivant l'utilisation souhaitée, on privilégiera l'une ou l'autre manière de calculer l'impédance. On peut même envisager une moyenne pondérée des différentes impédances que nous avons définies.

III.6.c Variations des caractéristiques avec la fréquence

On sait que les pertes par cycle d'un matériau magnétique augmentent avec la fréquence et que sa perméabilité apparente décroît avec cette dernière. Notre modèle rend-il compte de ces phénomènes ?

Hormis les erreurs dues au calcul de la valeur des composants (quelques pour-cent), l'impédance simulée et l'impédance réelle sont égales (en module et en phase). Il s'en suit que les pertes de notre modèle augmentent effectivement avec la fréquence et que la perméabilité apparente décroît comme l'indique la Figure III-23.

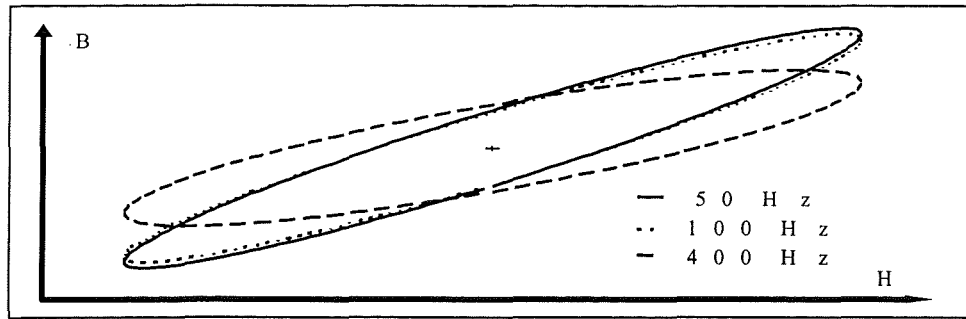


Figure III-23 : Cycles obtenus avec un courant sinusoïdal à différentes fréquences

III.6.d Cycles mineurs décrits dans le matériau

Lorsque le courant change de sens de croissance avec des amplitudes moindres, on décrit dans le matériau ce que l'on appelle des cycles mineurs. La forme de ceux-ci est généralement complexe. En effet, elle est le résultat de phénomènes d'hystérésis statique, de déplacement des parois, et de diffusion du champ dans le matériau.

Il est délicat de reproduire fidèlement la forme de ces cycles. Pour cela il est préférable d'utiliser le modèle de Jiles [JIL] ou de Preisach⁶ [PRE] mais ils sont délicats à mettre en oeuvre et l'obtention de leurs paramètres ne fait pas appel à des mesures simples.

Comment notre modèle rend-il compte de ces cycles mineurs ?

La Figure III-24 indique que notre modèle est capable de reproduire des cycles mineurs mais quelques précisions s'imposent :

Notre modèle n'utilise que des éléments linéaires pour traduire le comportement du matériau et les cycles mineurs sont alors obtenus dans cette hypothèse de linéarité.

Des différences sur la forme des cycles entre expérience et simulation apparaissent dès lors que l'on est hors de l'hypothèse des petits signaux. Prenons l'exemple d'un cycle total composé d'un cycle majeur auquel on rajoute un cycle mineur centré sur l'origine des axes. La perméabilité apparente du cycle mineur réel sera plus grande que celle du cycle majeur réel.

Avec les hypothèses de linéarité, notre modèle va décrire des cycles majeurs et mineurs ayant même perméabilité apparente.

⁶ Ce modèle sera présenté au chapitre 6.

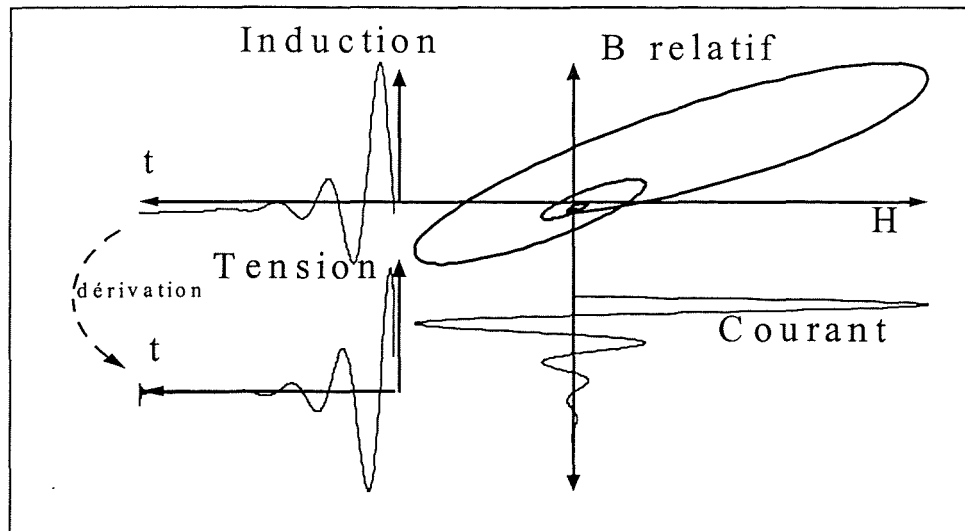


Figure III-24 : Cycles mineurs obtenus avec le modèle

Notre modèle ne rend donc pas parfaitement compte du comportement du matériau mais il faut relativiser les conséquences de cet écart avec les réflexions suivantes :

- Les cycles mineurs ne représentent que peu d'énergie des signaux (tension, induction, pertes) et les performances globales du modèle ne seront que très peu affectées.
- Cet écart (sans grande conséquence somme toute) est le prix à payer de la simplicité de la mise en oeuvre de notre modèle
- Cet écart est d'autant plus faible que l'on travaille à fréquence élevée. En effet, plus la fréquence augmente plus les effets dynamiques (temps de déplacement des parois, diffusion du champ) sont prépondérants vis-à-vis des phénomènes statiques. Ils tendent à arrondir les cycles et atténuent alors les différences de perméabilité.

On peut donc dire que plus la fréquence augmente, plus le comportement de notre modèle sera proche de celui du matériau réel.

III.6.e Prise en compte des phénomènes d'hystérésis - Linéarité de notre modèle

Les matériaux magnétiques présentent des phénomènes d'hystérésis statique et dynamique.

En très basse fréquence , hors du domaine de Rayleigh, les cycles obtenus ont les extrémités « pointues ».

De quelle manière notre modèle en rend - il compte ?

Notre modèle va produire une ellipse très aplatie et celle-ci n'aura pas les bouts « pointus ».

Cette différence est à souligner mais elle s'estompe rapidement dès lors que la fréquence augmente car les phénomènes dynamiques arrondissent les cycles comme nous l'avons expliqué précédemment.

Il faut donc en retenir que notre modèle ne rend pas compte des phénomènes d'hystérésis statique mais que ce manque disparaît dès lors que la fréquence augmente car alors les pertes sont respectées.

Au prix de cette différence de comportement en statique, notre modèle possède un autre avantage: tous ses éléments sont linéaires et on peut donc lui appliquer le théorème de superposition des circuits, théorème très utile dans de nombreux cas et que nous mettrons à profit par la suite.

III.6.f Diffusivité des matériaux magnétiques

Si on applique un échelon de champ extérieur (ou de courant) à un matériau magnétique, il faudra un certain temps au champ pour pénétrer et au flux pour s'établir.

Sans intégrer les phénomènes complexes de la diffusion, notre modèle présente globalement un comportement similaire car on peut y reconnaître plusieurs systèmes du premier ordre accouplés. La Figure III-25 présente les résultats expérimentaux et simulés d'un tore soumis à des créneaux de courant.

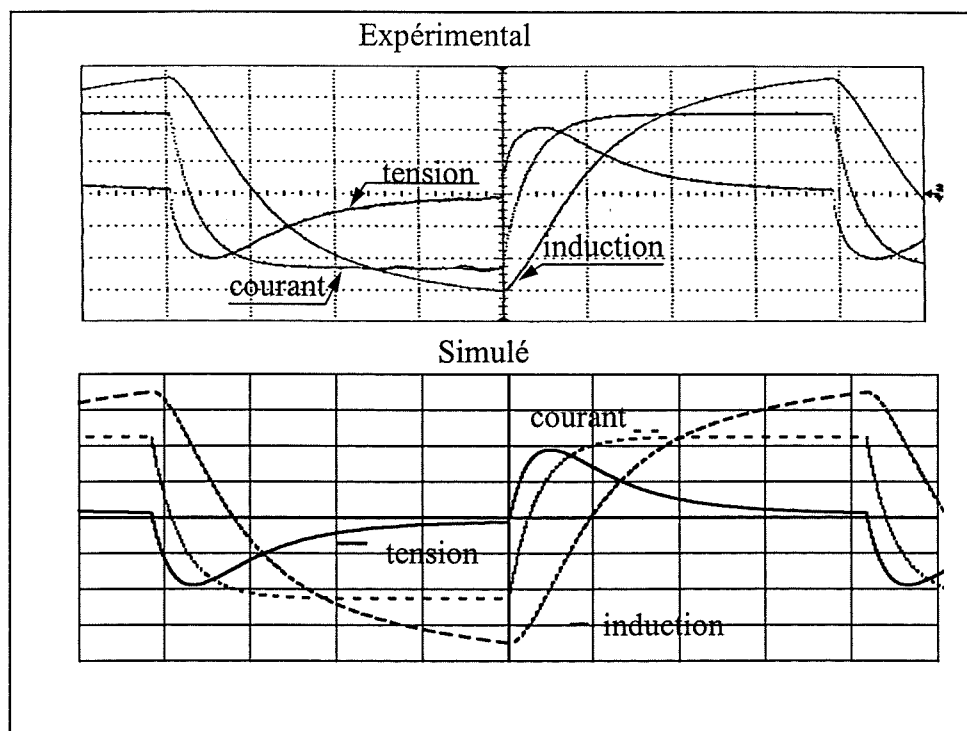


Figure III-25 : Comparaison des tensions et inductions avec des créneaux de courant à 400 Hz

III.6.g Conclusion sur le domaine de validité du modèle développé

Après avoir constaté que notre modèle donne de bons résultats pour son fonctionnement dans la chaîne de mesure des appareils de protection différentielle, nous nous sommes interrogés sur ses caractéristiques par rapport au comportement réel des matériaux magnétiques. Cette réflexion a pour but d'établir de manière complète le domaine de validité du modèle.

Notre modèle intègre parfaitement les non-linéarités et la saturation des matériaux magnétiques tant que l'on est dans l'hypothèse des petits signaux. Au-delà de ce cadre, les signaux ne sont plus parfaitement reproduits mais les valeurs globales (variations d'induction, pertes ou valeur efficace de la tension) sont conservées. La notion de diffusivité dans le matériau est correctement reproduite par notre modèle.

Ce dernier rend parfaitement compte des variations de caractéristiques avec la fréquence et les cycles mineurs sont assez bien reproduits. En revanche, il ne traite pas du tout les problèmes d'hystérésis statique.

En conclusion, on peut dire que notre modèle est parfaitement adapté à tous les problèmes où les phénomènes dynamiques sont prépondérants sur les phénomènes d'hystérésis statique et que, dans l'hypothèse des grands signaux, les valeurs globales sont conservées.

III.7 Conclusion sur la modélisation du tore avec des courants de défaut à composante continue.

Le modèle que nous avons développé au chapitre précédent n'est pas applicable aux courants de défaut à composante continue. Afin de ne prendre en compte que les phénomènes prépondérants, nous commençons par observer les signaux sur un montage. Nous nous apercevons alors que le transformateur travaille à des fréquences qui ne sont pas très élevées malgré le front raide du courant de défaut.

En nous inspirant de ce qui a été établi au chapitre précédent, nous ramenons toutes les grandeurs au secondaire du transformateur et sommes obligés de définir de nouvelles grandeurs fictives I_{02} et I_{d2} pour tenir compte de la composante continue du courant de défaut.

Nous proposons alors une représentation électrique utilisant ces grandeurs. Avec cette représentation électrique, la connaissance du tore se restreint à son impédance magnétisante que nous considérons comme une "boîte noire". Afin de "remplir" correctement cette "boîte noire", nous en dressons un cahier des charges à la lumière des relevés expérimentaux.

Nous sommes également amenés à considérer et à définir ce que sont les conditions de fonctionnement du tore car elles font partie du cahier des charges.

Nous nous plongeons alors dans la littérature afin de voir ce qu'elle propose comme impédances magnétisantes. Aucune ne correspond à notre domaine d'étude et nous nous inspirons des travaux de Boussaleh pour établir la topologie du circuit représentant notre impédance magnétisante : une association en parallèle de dipôles résistance-inductance série. La valeur des composants est obtenue en faisant coïncider la réponse fréquentielle du tore réel avec celle de son modèle.

Nous procédons alors aux test de validation du modèle en simulant le comportement de la chaîne de mesure. Les écarts constatés entre mesure et simulation sont faibles et se justifient par la précision des mesures. Notre modèle est alors adapté pour la chaîne de mesure.

Nous voulons ensuite voir plus loin et comparer le comportement de notre modèle à celui des matériaux magnétiques réels. Il apparaît que notre modèle ne rend pas compte des phénomènes d'hystérésis statique mais qu'il est très performant dès lors que les phénomènes dynamiques sont prépondérants sur l'hystérésis statique.

Nous disposons alors d'un modèle performant du transformateur dans des conditions de fonctionnement données. Celui-ci ne fait appel qu'à un moyen simple de mesure et ne fait aucune hypothèse sur le matériau magnétique ou sa mise en oeuvre.

Jusqu'à présent nous avons travaillé avec un relais équivalent, mais pour modéliser l'ensemble de la chaîne de mesure, il est nécessaire de modéliser également le relais réel. Le prochain chapitre est consacré à ce sujet.

Chapitre IV

Modélisation du relais avec des courants de défaut à composante continue

CHAPITRE IV

Modélisation du relais avec des courants de défaut à composante continue

IV.1 Introduction - Définition du domaine d'étude.

Dans le modèle sinusoïdal de la chaîne de mesure (Chapitre 2), nous avons représenté le relais par un dipôle série R-L représentant son impédance complexe. Le critère de déclenchement correspond alors à la tension ou au courant à 50 Hz.

Avec des courants de défaut à composante continue le modèle précédent n'est plus valable car, de la même manière que précédemment, les paramètres de ce dernier varient avec la fréquence.

Pour obtenir un modèle complet de la chaîne de mesure avec de telles ondes, il nous faut donc trouver un modèle du relais qui rende compte de son comportement électrique.

Le relais est un ensemble de pièces magnétiques de formes complexes. Les caractéristiques magnétiques du matériau ont été altérées par la mise en forme des pièces (découpe, pliage, triboabrasion, soudure). Cela entraîne une variation des caractéristiques magnétiques du matériau d'un endroit à l'autre du relais. Enfin l'aimant tel qu'il est placé engendre de nombreux flux de fuite dans l'air et reste difficile à modéliser correctement.

Ces différentes difficultés font que nous n'allons pas modéliser finement le relais partie par partie mais le considérer plutôt comme un composant bobiné vu de l'extérieur.

Les relais sont produits en grande série. Comme pour tout composant, les caractéristiques des relais ne sont pas connues exactement mais oscillent autour d'une valeur nominale. Elles varient donc d'un individu à l'autre. Dans cette étude, nous cherchons à simuler le comportement électrique d'un individu précisément et non pas celui de toute une population de relais.

Nous nous plaçons à nouveau dans des conditions proches du déclenchement. Nous ne cherchons pas à modéliser le relais pour des signaux d'amplitude éloignée de celle du déclenchement.

Les caractéristiques électriques (son impédance par exemple) d'un relais varient avec sa puissance. Nous allons établir un modèle de relais (topologie du circuit et surtout valeur des composants) pour chaque puissance de celui-ci. Le comportement du relais vu de l'extérieur est linéaire jusqu'à une puissance de $200 \mu\text{VA}^1$; au-delà des signes de saturation magnétique apparaissent, nous verrons comment en tenir compte.

IV.2 Similarités avec le transformateur différentiel - Importance de la résistance du bobinage- Impédance principale du relais.

Dans ce paragraphe, nous allons d'abord rappeler la constitution du relais et voir les phénomènes physiques présents. Nous pourrions alors faire un parallèle avec l'étude du tore en dégagant l'importance de la résistance du bobinage. Cette notion amènera à celle d'impédance principale du relais.

IV.2.a Rappel de la constitution et du fonctionnement du relais

Le relais est principalement composé de 4 pièces : la palette, l'armature en dessous de laquelle on soude un aimant et un ressort qui tire sur la palette (Figure IV-1).

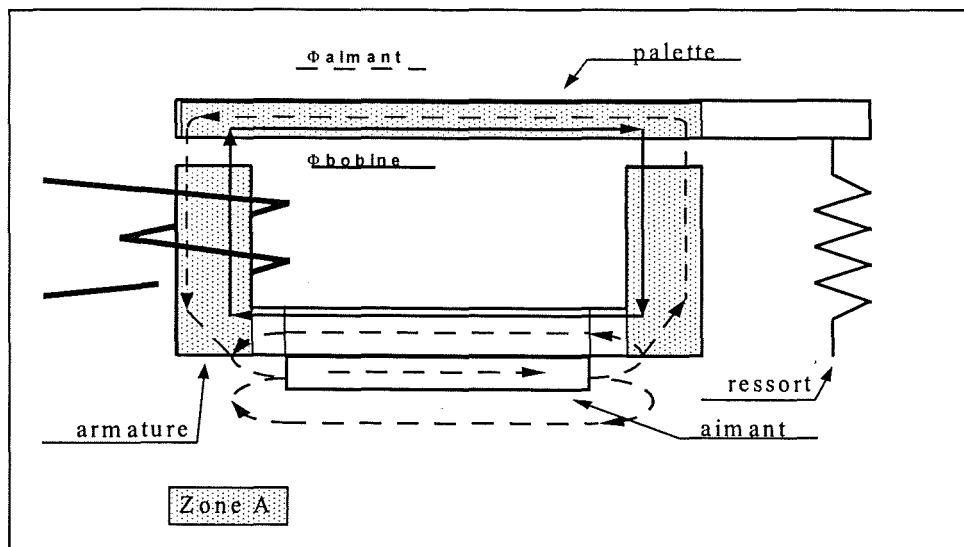


Figure IV-1 : Constitution du relais

L'aimant crée un flux dans le relais engendrant des forces magnétiques au niveau des entrefers palette-armature. Ces forces sont suffisamment grandes pour s'opposer à l'action du ressort et garder la palette collée à l'armature. Le flux de l'aimant se répartit en trois : le flux dans l'air, le flux dans le shunt et le flux dans la palette.

¹ la notion de puissance du relais a été définie au chapitre 1. Elle est donnée par $S = U_{\text{eff_dec}} * I_{\text{eff_dec}}$.

Lorsque la bobine est alimentée (dans le bon sens) le flux qu'elle crée s'oppose au flux créé par l'aimant dans la partie armature et donc fait décroître les forces magnétiques dans l'entrefer. La force du ressort devient prépondérante et décolle la palette de l'armature : c'est l'ouverture du relais. A cet instant les phénomènes sont délicats à appréhender et à modéliser.

Notre étude se limite à la modélisation du relais dans les périodes électriques précédant l'ouverture : ce sont les conditions proches du déclenchement définies au Chapitre 1.

IV.2.b Phénomènes physiques rencontrés dans le fonctionnement du relais

Le flux créé par la bobine s'oppose à celui de l'aimant dans la zone A du relais où il fait décroître l'induction du matériau. L'analyse des différents ordres de grandeur entre champ de polarisation et champ variable montre que l'hypothèse des petits signaux est vérifiée jusqu'à des puissances de 200 μ VA.

En revanche, le flux créé par la bobine s'ajoute à celui créé par l'aimant dans la région du shunt. Cela entraîne une sursaturation de celui-ci. Le courant dans la bobine engendre donc deux effets de nature opposée : la désaturation de la zone A du relais et la sursaturation du shunt.

Au niveau de chaque portion du circuit magnétique on peut avoir l'analyse suivante :

- le flux créé par l'aimant est constant dans le temps et crée alors un champ de polarisation du matériau.
- le flux créé par la bobine est variable dans le temps.

Il en résulte alors un champ variable dans le temps que l'on peut décomposer en sa composante continue et sa partie alternative. Nous nous approchons dès lors des notions définies pour la modélisation du tore.

La bobine du relais embrasse le flux de l'armature auquel s'ajoutent également les flux de fuite. La tension aux bornes du relais est donc l'image des deux phénomènes.

Le matériau magnétique est massif et conducteur ; il est alors le siège de courants de Foucault. A 50 Hz on calcule une épaisseur de peau² de 0,2 mm alors que la dimension moyenne du circuit magnétique est de 2 mm: tous les phénomènes ont lieu en surface. Les courants de Foucault sont intéressants dans notre cas car ils "arrondissent" les cycles d'hystérésis (induction moyenne, champ en surface) considérés de l'extérieur. Ils tendent donc plus à les faire ressembler à une ellipse.

² La notion d'épaisseur de peau est établie dans le cas d'un matériau linéaire, donc indépendamment de l'état de saturation du matériau

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, un cycle d'hystérésis elliptique avec une excitation sinusoïdale est synonyme de matériau linéaire. Les courants de Foucault vont donc renforcer l'aspect comportement linéaire du relais et sont donc intéressants dans ce sens.

Dans le cas de matériaux non linéaires et pour des grands signaux, l'extérieur de la pièce massive arrive rapidement à saturation, sa perméabilité -incrémentale- décroît alors laissant plus facilement pénétrer le champ extérieur car les variations d'induction sont faibles. L'épaisseur de peau augmente alors et dépend effectivement de l'amplitude des signaux.

Cette approche de la pénétration du champ en fonction de l'amplitude a été étudiée par Martouret [MAR] qui a développé un modèle décrivant ces comportements appelé "cœur de palmier".

Enfin la tension aux bornes du relais est la somme de la variation de flux dans le temps et de la chute de tension due à la résistance du bobinage. Notre représentation électrique en tiendra compte.

IV.2.c Similarités avec le transformateur différentiel

*** Parallèle avec les conditions de fonctionnement du transformateur différentiel.**

Pour le transformateur différentiel, nous avons caractérisé le courant magnétisant par sa valeur centrale et sa demi-amplitude. L'ensemble constitue les conditions de fonctionnement du tore. et pour chacune il faut recalculer les paramètres du modèle. Pour le relais, le flux de l'aimant se substitue à la valeur centrale du courant magnétisant. Pour le transformateur différentiel nous calculons la valeur des paramètres pour chaque amplitude du signal possible ; dans le cas du relais nous ne considérons que les signaux dont l'amplitude correspond au déclenchement du relais. Cette amplitude est liée à la force de magnétisation de l'aimant ; donc à la puissance de déclenchement du relais.

Pour conclure sur les conditions de fonctionnement du relais, nous ne considérons que les signaux dont l'amplitude correspond au déclenchement du relais. Celle-ci est directement liée au flux de l'aimant que l'on caractérise par la puissance apparente au déclenchement. Les conditions de fonctionnement du relais se résument donc à une seule grandeur : sa puissance apparente. Nous calculerons les valeurs des paramètres du modèle pour chaque puissance apparente envisagée.

*** Comportement fréquentiel**

Le relais peut être perçu comme un circuit magnétique polarisé par le flux de l'aimant, et alimenté par un courant alternatif. De plus la notion de petits signaux est applicable à notre cas d'étude. Nous pouvons alors considérer le relais comme un composant bobiné, linéaire, dont la réponse varie avec la fréquence. Nous sommes finalement dans le même cadre d'étude que pour la modélisation de l'impédance magnétisante du tore et nous allons appliquer la même démarche.

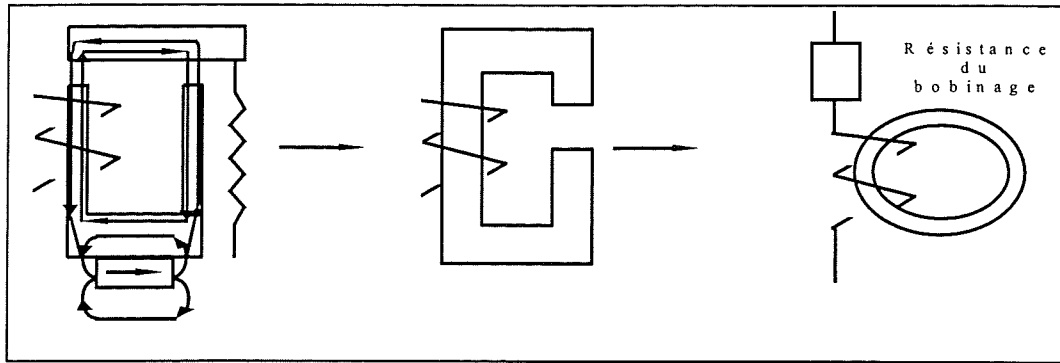


Figure IV-2 : Evolution de la représentation du relais comme un composant bobiné

IV.2.d Impédance principale, totale et du bobinage

La tension aux bornes du relais est la somme des variations de flux dans la bobine et la chute de tension due à la résistance du bobinage. En accord avec la figure précédente nous allons garder ces deux grandeurs distinctes dans notre modèle et nous pouvons alors faire apparaître 3 impédances différentes, de la même manière que l'on considère 3 tensions différentes. On a alors :

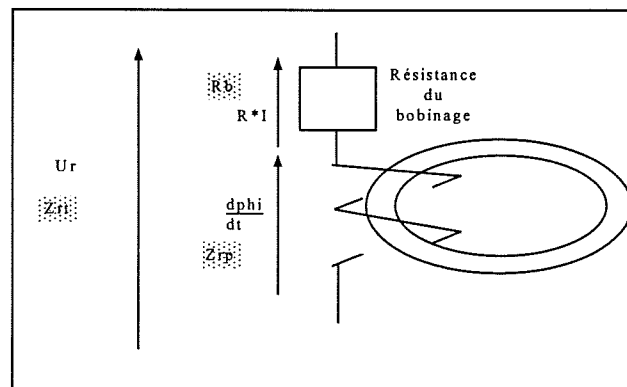


Figure IV-3 : Décomposition des impédances du relais

- l'impédance totale Z_{rt} : c'est le rapport de la tension aux bornes du relais sur le courant qui le traverse. Cette grandeur est très facilement mesurable et correspond en fait à ce que nous avons appelé jusqu'à présent l'impédance du relais.
 - l'impédance du bobinage : R_b le bobinage est un fil long et fin. Sa résistance n'est pas négligeable car elle représente environ un quart de l'impédance totale à 50 Hz.
- On peut connaître sa valeur en mesurant l'impédance du relais avec un ohm-mètre en mode courant continu.

- l'impédance principale Z_{rp} : c'est le rapport de la tension induite par les variations de flux dans la bobine sur le courant qui la traverse. Cette grandeur n'est pas directement accessible et ne peut être obtenue que par différence des impédances principales et du bobinage.

$$Z_{rp} = Z_{rt} - R_b \quad \text{Equation IV-1}$$

IV.2.e Topologie du circuit équivalent - Obtention des paramètres du modèle

* Topologie du circuit équivalent

L'impédance principale du relais a des caractéristiques très proches de l'impédance magnétisante du tore et nous allons lui appliquer le même circuit équivalent. Nous considérons également la résistance du bobinage pour obtenir l'impédance totale du relais. Nous avons alors le schéma suivant.

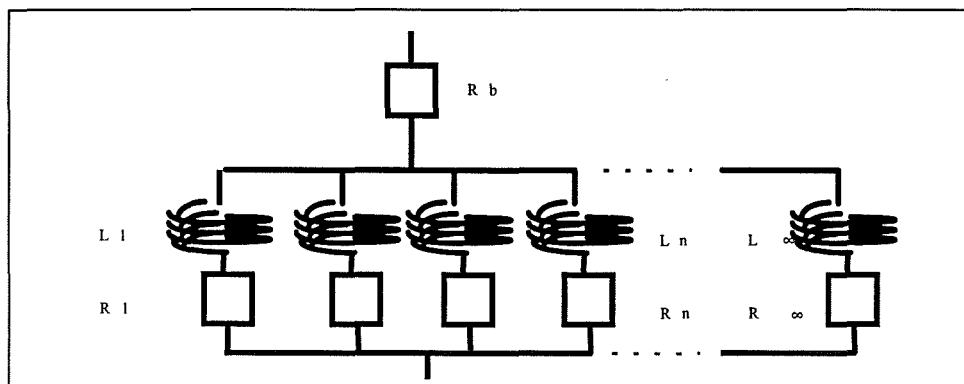


Figure IV-4 : Topologie du circuit équivalent du relais.

* Obtention des paramètres du schéma équivalent

La résistance du bobinage est obtenue grâce à un ohm-mètre par une mesure de l'impédance du relais. On mesure la réponse fréquentielle de l'impédance principale du relais, on lui soustrait la résistance du bobinage et on obtient alors la réponse fréquentielle de l'impédance principale du relais.

On applique alors la même démarche qu'au chapitre précédent, c'est-à-dire que l'on calcule les valeurs des R_1 R_n ; L_1 L_n telles que les réponses fréquentielles du relais réel et de son modèle coïncident.

* Est-il nécessaire de séparer la résistance du bobinage de l'impédance principale ?

Cette question concerne deux champs d'application :

- sur le schéma équivalent : les deux schémas suivants sont totalement équivalents et alors la résistance R_b est incorporée au modèle. Cela ne présente cependant aucun intérêt, sauf si le nombre de composants présents sur le circuit simulé doit être réduit. En revanche on perd une représentation physique des phénomènes.

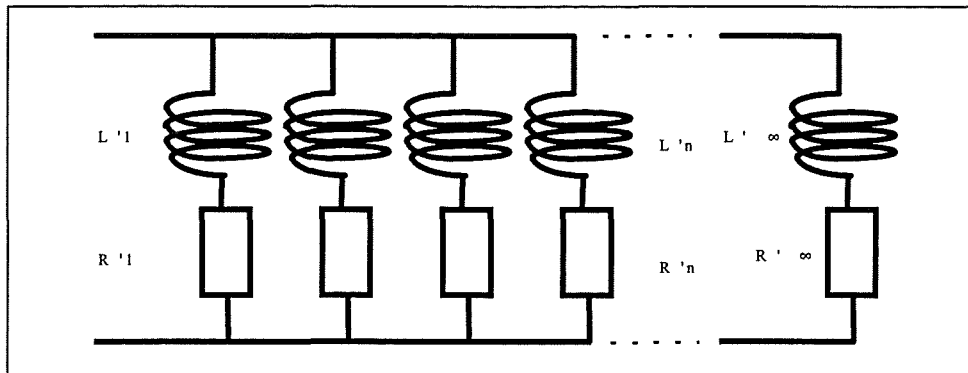


Figure IV-5 : Autre topologie possible englobant la résistance du bobinage

- Lors du calcul des paramètres, on raisonne sur l'impédance principale, ce qui nécessite la connaissance de la résistance du bobinage R_b . On pourrait considérer le relais comme une "boîte noire" et faire directement le calcul des paramètres en considérant uniquement l'impédance totale du relais. Cette démarche est strictement équivalente à la précédente tant que l'on reste dans l'hypothèse de matériaux magnétiques linéaires avec des cycles d'hystérésis elliptiques. Dès lors que ces conditions ne sont plus remplies on considère simultanément des comportements linéaires (la résistance du bobinage) et non linéaires et il est alors impossible de respecter les variations d'induction dans le matériau.

IV.3 Conclusions.

Dans cette étude il est bien sûr nécessaire de tenir compte du relais dans la chaîne de mesure et le modèle que nous avons développé en régime sinusoïdal n'est pas adapté avec des ondes à composante continue. Il nous faut donc en élaborer un.

Le relais est le siège de phénomènes complexes et si l'on tente de les modéliser partie par partie l'étude risque d'être lourde et de ne pas aboutir. Nous préférons alors considérer le relais dans sa globalité vu comme un composant bobiné.

L'analyse des phénomènes physiques indique qu'il faut dissocier la résistance du bobinage des phénomènes électromagnétiques. On fait alors apparaître les notions d'impédances totale et principale. L'impédance principale possède des caractéristiques proches de l'impédance magnétisante du relais et nous lui appliquons alors la même démarche quant à sa représentation électrique et l'obtention des paramètres. Enfin en faisant un parallèle avec les conditions de fonctionnement du tore, nous établissons qu'il faudra calculer les paramètres du modèle pour chaque puissance du relais envisagée.

Chapitre V

Simulation de la chaîne de mesure dans le cas général

CHAPITRE V

SIMULATION DE LA CHAÎNE DE MESURE DANS LE CAS GÉNÉRAL

V.1 Introduction.

V.1.a Synthèse sur les chapitres précédents

Au Chapitre 1 nous avons établi que les courants de défaut des appareils de protection différentielle pouvaient avoir une forme non sinusoïdale et une composante continue.

Au Chapitre 3 nous avons développé une représentation électrique du tore qui tienne compte des spécificités de ces courants. Après avoir mesuré les conditions de fonctionnement du transformateur différentiel sur un cas réel, nous étions alors capables d'obtenir, grâce au logiciel CIRCUIT, des signaux identiques en tout point du montage.

A ce stade de notre recherche nous avons donc validé le modèle du transformateur différentiel. Pour mémoire nous rappelons le circuit simulé (Figure V-1). Il représente la chaîne de mesure vue du secondaire.

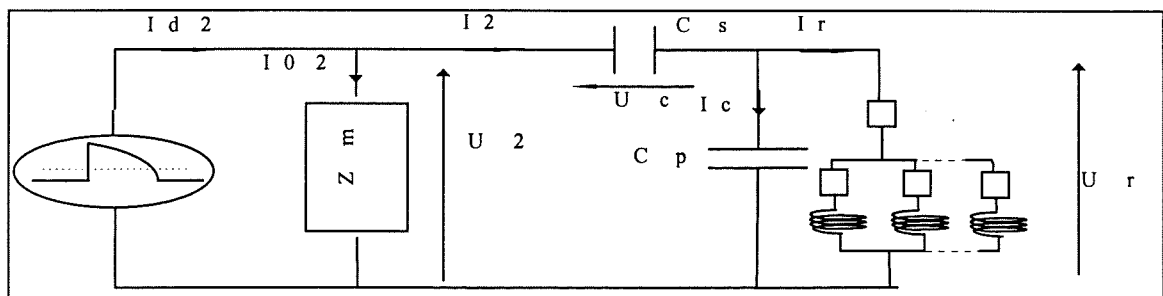


Figure V-1: Circuit électrique simulé

V.1.b Buts de ce chapitre

S'arrêter à cette étape n'est cependant pas satisfaisant. En effet jusqu'à présent nous avons considéré que les conditions de travail du transformateur différentiel étaient connues a priori. Ce n'est hélas pas le cas si on cherche par simulation la valeur d'un courant de défaut avec un nombre de spires secondaires et des capacités quelconques. En particulier on cherchera à obtenir par simulation la courbe $I_d=f(N_2)$ ¹.

V.1.c Déroulement de ce chapitre

Pour parvenir à simuler la chaîne de mesure dans tous les cas possibles il nous faut tenir compte des réflexions suivantes :

- les logiciels de simulation en pas à pas dans le temps ne conviendront pas à notre étude et nous développerons alors nos propres codes de calcul.
- De même qu'au chapitre 2, pour que les résultats de simulation soient exacts il nous faut adapter la valeur de l'impédance magnétisante en fonction des conditions de fonctionnement. Nous définirons alors ce qu'est le « critère de simulation cohérente ».
- Comme nous le verrons, le critère de simulation cohérente impose de connaître un très grand nombre de fois les valeurs de l'impédance magnétisante. Cela n'est pas envisageable de manière pratique et nous ferons alors des interpolations entre différentes mesures de l'impédance magnétisante.
- Nous aurons alors développé tous les outils permettant de simuler le comportement de la chaîne de mesure pour les courants de défaut à composante continue. Nous pourrons alors procéder aux tests de validation.
- Après avoir considéré les résultats des tests de validation nous ferons une synthèse sur le modèle que nous venons de développer et verrons de quelle manière il peut être étendu à un système quelconque.

¹ Notion déjà introduite au chapitre 1 et développée au chapitre 2

V.2 Une autre approche de la simulation de la chaîne de mesure.

Nous allons voir quelles raisons nous ont conduit à envisager un autre mode de simulation. Après une réflexion sur les conditions de simulation et sur la linéarité de notre circuit, nous établirons un mode de calcul basé sur l'analyse fréquentielle. Une fois le principe établi nous présenterons les codes de calcul sous forme d'une "brique" que l'on pourra intégrer par la suite aux autres codes de calcul développés.

V.2.a Avantages à développer un autre mode simulation

Les logiciels de simulation en pas à pas dans le temps sont performants et faciles d'emploi. Ils étaient très adaptés aux simulations pour valider la représentation électrique de la chaîne de mesure sur un cas précis. En revanche pour une utilisation systématique ils ont les inconvénients de leurs avantages, à savoir :

- Dans tout ce mémoire nous nous plaçons dans l'hypothèse de conditions proches du déclenchement ; c'est-à-dire que l'on est en régime établi. Avec des logiciels de simulation en pas à pas dans le temps il faut donc attendre que le régime permanent soit atteint. De manière rigoureuse il n'est jamais atteint. Il faut donc, soit attendre longtemps pour s'en approcher, soit se contenter de résultats approximatifs.
- A chaque simulation² la valeur des composants est susceptible de varier. Il faut donc, pour chaque simulation saisir la valeur des composants qui ont varié. Cela se fait facilement sur un logiciel convivial mais cette opération, réalisée de nombreuses fois pour une manipulation de prédétermination, est rapidement source d'erreur. A ce risque d'erreur il faut ajouter le travail d'analyse, systématique, des courants et tensions obtenus.

Ces réflexions nous ont conduit à développer un code de calcul qui simule directement le régime permanent et qui soit dans un environnement informatique ouvert à différentes évolutions. Nous allons voir les caractéristiques de notre circuit qui nous permettront de développer nos codes de calcul de manière rigoureuse.

V.2.b Caractéristiques des simulations de notre circuit

Par simulation nous entendons le type de simulation que nous avons réalisé au Chapitre 3 : le courant de défaut est caractérisé par sa forme d'onde et son amplitude.

² Nous verrons par la suite qu'il faut environ 600 simulations pour une manipulation de prédétermination.

Tous les composants, en particulier l'impédance magnétisante, sont fixés et constants dans le temps. A l'issue de ces simulations nous avons accès à toutes les tensions et tous les courants du montage en fonction du temps.

Nous ne nous intéressons qu'au régime permanent. Les signaux sont alors périodiques et leur évolution dans le temps sur une période les caractérise totalement. Tous ces signaux, hormis le courant de défaut³, ne présentent pas de discontinuité dans le temps. On peut alors parler de leur transformée de Fourier discrète sur cette période. Elle vérifie l'équation :

$$TF^{-1}(TF(\text{Signal})) = \text{Signal} \quad \text{Equation V-1}$$

avec TF : transformée de Fourier
 TF⁻¹ : transformée de Fourier inverse

On peut donc sans problème considérer ces signaux soit dans l'espace temporel, soit dans l'espace fréquentiel. Par la suite nous privilégierons cette seconde représentation des signaux.

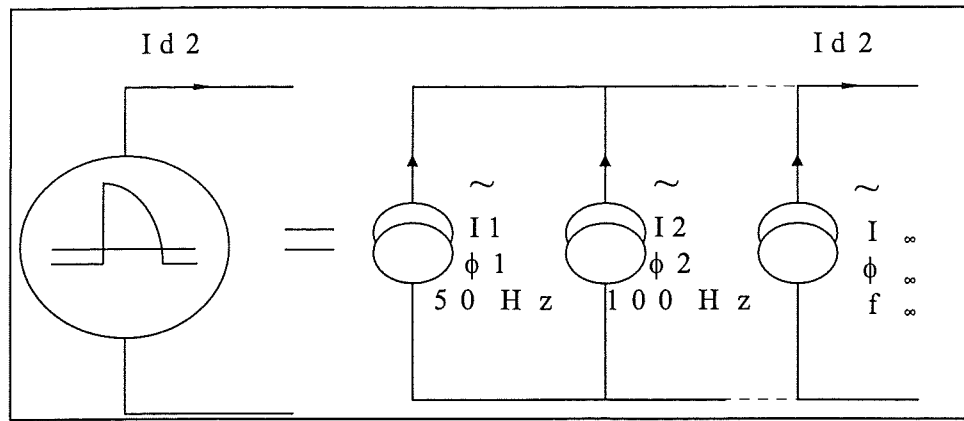
Le circuit que nous simulons (Figure V-1) ne comporte que des éléments linéaires. On peut donc lui appliquer le théorème de superposition des circuits. A savoir :

*Soit G une grandeur quelconque (tension ou courant) d'un circuit linéaire dans lequel se trouve les N différentes sources (de tension ou de courant) notées S_k
 Notons G_T(t) l'évolution de la grandeur G lorsque toutes les sources sont "allumées" et G_k(t) l'évolution de G lorsque seule la source k est "allumée". Si le circuit est linéaire on a alors la relation :*

$$G_T(t) = \sum_k G_k(t) \quad \text{Equation V-2}$$

Notre circuit ne semble présenter qu'une seule source. On peut cependant représenter la source de courant Id₂ comme la somme de plusieurs sources et appliquer le théorème de superposition. On peut par exemple considérer la source de courant Id₂ comme la somme des sources de courant sinusoïdales à différentes fréquences dont l'amplitude et la phase coïncident avec la transformée de Fourier du courant. La Figure V-2 illustre cette décomposition.

³ avec les ondes à 135° il y a un front raide que l'on représente mathématiquement par une discontinuité. Celle-ci n'est pas physique et il y a en fait un certain temps (200 µs) de montée du courant et le signal est finalement continu. Les phénomènes de Gibbs n'apparaissent pas.


 Figure V-2 : Décomposition de la source de courant I_{d2} ⁴

V.2.c Calcul de chaque grandeur du circuit

Soit G n'importe quelle grandeur (tension ou courant) de notre circuit. La source de courant I_{d2} est décomposée en somme de sources de courants sinusoïdaux I_{d2k} et le circuit est linéaire. Avec les notations précédentes $G_k(t)$ est alors obligatoirement une sinusoïde. Sa connaissance se résume à son module et ou phase. Nous considérons $\underline{G_k}$ et $\underline{I_{d2k}}$ les représentations complexes des grandeurs et nous pouvons alors définir le nombre complexe $\underline{FG_k}$ tel que

$$\underline{G_k} = \underline{FG_k} * \underline{I_{d2k}} \quad \text{Equation V-3}$$

ou encore:

$$\underline{FG_k} = \frac{\underline{G_k}}{\underline{I_{d2k}}} \quad \text{Equation V-4}$$

La grandeur $\underline{FG_k}$, fonction de transfert relative à la grandeur G , apparaît comme un "gain" entre G et I_{d2} à la pulsation $\omega = 2 * k * \pi * f_0$ (f_0 = fréquence du fondamental = 50 Hz).

La seule difficulté est alors de calculer ce gain $\underline{FG_k}$. La topologie du circuit est fixée. En considérant les lois des mailles et des noeuds et en faisant des substitutions nous écrivons facilement la fonction de transfert entre G et I à une pulsation donnée ω .

Par exemple la fonction de transfert du courant du relais I_r (relativement à la source de courant I_{d2}) s'écrit :

⁴ le courant I_{d2} n'a pas de composante continue.

$$F_{Ir}(\omega) = \frac{1}{\left(1 + \frac{Z_r(\omega)}{Z_{cp}(\omega)}\right) + \frac{Z_r(\omega) + Z_{cs} * \left(1 + \frac{Z_r(\omega)}{Z_{cp}(\omega)}\right)}{Z_m(\omega)}} \quad \text{Equation V-5}$$

avec: $Z_r(\omega)$ impédance (complexe) du relais à la pulsation ω

$Z_{cs}(\omega)$, $Z_{cp}(\omega)$ impédances des capacités séries et parallèles à la pulsation ω

$Z_m(\omega)$ valeur complexe de l'impédance magnétisante à la pulsation ω .

Nous savons donc calculer toutes les grandeurs $G_k(t)$. De la manière dont les grandeurs $G_k(t)$ sont calculées, elles correspondent à la décomposition en série de Fourier de la grandeur G considérée. En prenant la suite des valeurs $\underline{G_k}$ et en faisant une transformée de Fourier inverse on obtient l'expression temporelle de $G(t)$. Nous sommes donc capables d'obtenir le signal $G(t)$ dans le temps sans faire appel à des calculs en pas à pas dans le temps.

En résumé : pour obtenir le signal $G(t)$ du circuit excité par un courant $Id2$ quelconque :

- Nous décomposons le courant en série de Fourier: $\underline{Id2_k}$
- Nous calculons le gain $\underline{FG_k}$ du circuit entre G et $Id2$ pour chaque fréquence.
- Nous calculons le contenu harmonique de la grandeur G : $\underline{G_k} = \underline{FG_k} * \underline{Id2_k}$
- Nous recomposons le signal dans le temps: $G(t) = TF^{-1}(\underline{G_k})$

Remarques

- La notion de topologie du circuit semble disparaître ; elle est en fait comprise dans la fonction de transfert $\underline{FG_k}$. Si on considère un nouveau circuit il faut -et il n'y a qu'à - réécrire la fonction $\underline{FG_k}$ relativement à ce nouveau circuit.
- Dans un souci de légèreté les tests de validation de cette étape ne sont pas présentés. Nous avons comparé les résultats obtenus avec cette méthode de calcul aux résultats obtenus avec CIRCUIT : ils concordent parfaitement.

V.2.d Représentation schématique de cette simulation

Nous avons donc développé un mode de simulation qui correspond à nos attentes. La simulation de ces signaux va être souvent utilisée dans la suite de ce chapitre. Dans un but de clarté ultérieure nous en proposons la représentation schématique de la figure 3.

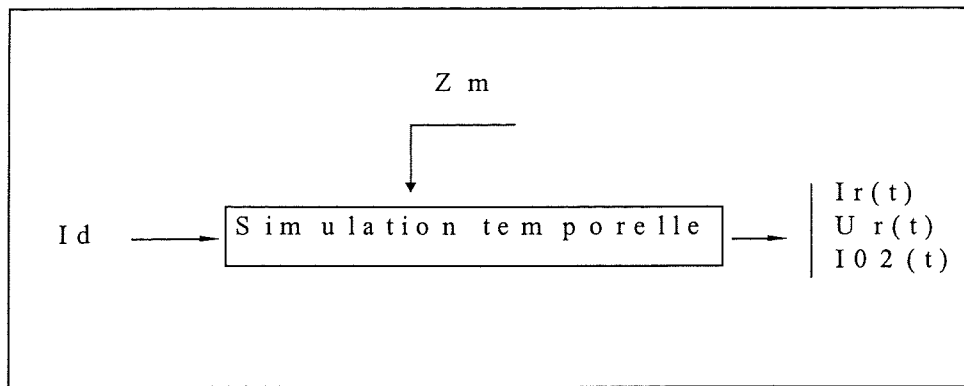


Figure V-3 : Représentation schématique du bloc simulation temporelle

Seules les grandeurs $I_r(t)$, $U_r(t)$ et $I_{02}(t)$ nous intéresseront par la suite. C'est pourquoi les autres grandeurs n'apparaissent pas sur cette représentation.

V.3 Critère de simulation cohérente - Stratégie adoptée.

Au Chapitre 3 nous avons établi un modèle électrique du transformateur différentiel. Celui-ci se résume en fait à l'impédance magnétisante dont nous avons établi une topologie. Pour connaître la valeur des paramètres du modèle nous effectuons une mesure fréquentielle de l'impédance magnétisante dans des conditions très précises : la composante continue de polarisation et l'amplitude du signal sinusoïdal sont imposées.

Nous allons voir que la réponse fréquentielle de l'impédance magnétisante dépend de ces conditions de mesure. Etant donné que ces valeurs varient nous devons les choisir correctement afin d'obtenir des résultats de simulations corrects. Nous serons amenés à considérer deux grandeurs voisines : les conditions de travail et les conditions de mesure. Pour obtenir des simulations exactes nous établirons le critère de simulation cohérente et nous verrons comment le réaliser.

V.3.a tions de la réponse fréquentielle de l'impédance magnétisante en fonction de la composante continue et de l'amplitude des signaux lors de la mesure

Lorsque l'on mesure la réponse fréquentielle de l'impédance magnétisante, la composante continue de polarisation I_{mes_cc} et l'amplitude des signaux I_{mes_alt} sont fixées. Cela correspond en fait aux conditions dans lesquelles l'impédance magnétisante est mesurée. Dans un souci de légèreté nous appellerons tout simplement **conditions de mesure** le couple de valeurs $(I_{mes_cc}, I_{mes_alt})$. Les grandeurs sont exprimées en ampères-tours et I_{mes_alt} est la demi-amplitude (crête) du signal de mesure au sens où nous l'avons défini au Chapitre 3.

Les matériaux magnétiques sont non linéaires. Leurs caractéristiques ont été étudiées au chapitre 3 §.6. Suite aux réflexions faites alors, il y a tout lieu de penser que la valeur de l'impédance magnétisante Z_m va varier en fonction des conditions de mesure.

On constate expérimentalement cela. La Figure V-4 présente la variation du module de l'impédance $|Z_{50}|$ à 50 Hz lorsque le point de polarisation varie tandis que l'amplitude du courant alternatif reste constante. Le matériau utilisé est un FeNi 80% avec recuit sous champ transverse.

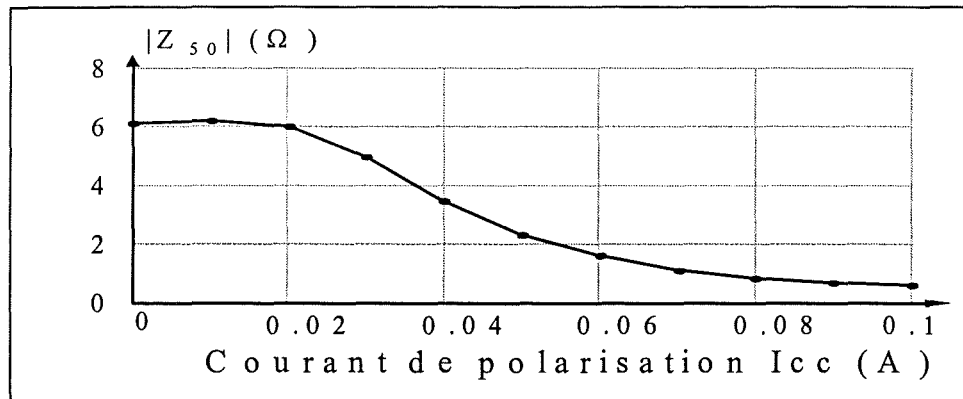


Figure V-4 : Variation de l'impédance magnétisante en fonction du point de polarisation

De la même manière on peut considérer les variations de l'impédance magnétisante en fonction de l'amplitude des signaux, la composante continue de polarisation étant fixée. Dans ce cas également on constate des variations de l'impédance.

L'impédance magnétisante Z_m est donc fonction des conditions de mesure. On écrira $Z_m = f(I_{mes_cc}, I_{mes_alt})$ ou tout simplement $Z_m(I_{mes_cc}, I_{mes_alt})$.

La Figure V-5 représente en 3 dimensions les variations du module de Z_m en fonction des grandeurs $I_{cc\ mes}$ et $I_{mes\ alt}$. Sur cette figure il apparaît clairement que le matériau n'est pas linéaire.

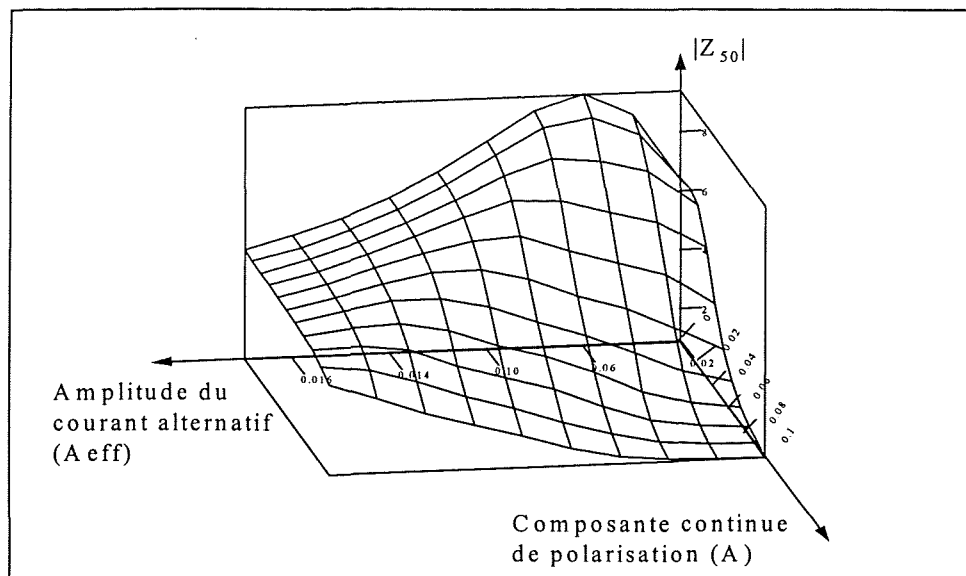


Figure V-5 : Evolution du module de Z_m à 50 Hz en fonction des conditions de mesure

V.3.b Critère de simulation cohérente

Au Chapitre 3 nous avons défini ce que sont les conditions de travail du transformateur différentiel. Dans ce chapitre nous venons de rappeler ce que sont les conditions de mesures. Les conditions de mesure et les conditions de travail peuvent être mises en parallèle. Elles représentent toutes deux la valeur centrale et la demi-amplitude du courant magnétisant à différents instants : l'un lors de l'utilisation du tore dans la chaîne de mesure, et l'autre lors de sa mesure.

Au Chapitre 3 nous avons obtenu un très bon accord entre les relevés expérimentaux et la simulation car l'impédance magnétisante a été mesurée dans des conditions proches des conditions de travail. Cela a été possible car nous avons mesuré les conditions de travail sur le montage expérimental. Si cela n'était pas le cas il y aurait de grandes chances de ne pas obtenir des résultats corrects par la simulation.

Par exemple si on mesure l'impédance magnétisante avec une valeur centrale de 3 mAt et que l'on simule avec cette valeur de l'impédance magnétisante alors que le transformateur travaille en réalité avec une valeur centrale de 8 mAt alors on a toutes les chances pour que les relevés temporels expérimentaux et simulés diffèrent.

On peut bien sûr étendre cette réflexion aux deux dimensions (I_{mes_cc} , I_{mes_alt}) et établir ce que nous appellerons le critère de simulation cohérente:

"Pour que ces simulations soient correctes il faut que les conditions de travail du transformateur et ses conditions de mesure coïncident".

Nous allons, hélas, rencontrer la difficulté suivante :

Dans un cas quelconque nous ne connaissons pas les conditions de travail réelles du transformateur. Nous ne voulons pas réaliser le montage expérimental puis passer aux simulations. Nous n'avons donc accès qu'à des résultats de simulations. Nous allons devoir utiliser ces résultats et ne plus faire référence à des résultats expérimentaux. Ignorant les conditions de travail réelles du transformateur différentiel, nous allons voir de quelle manière nous pouvons réaliser critère de simulation cohérente.

V.3.c Stratégie pour réaliser le critère de simulation cohérente

Ignorant les conditions réelles de travail du transformateur, nous allons utiliser celles issues de la simulation. On réalise alors le processus de la Figure V-6.

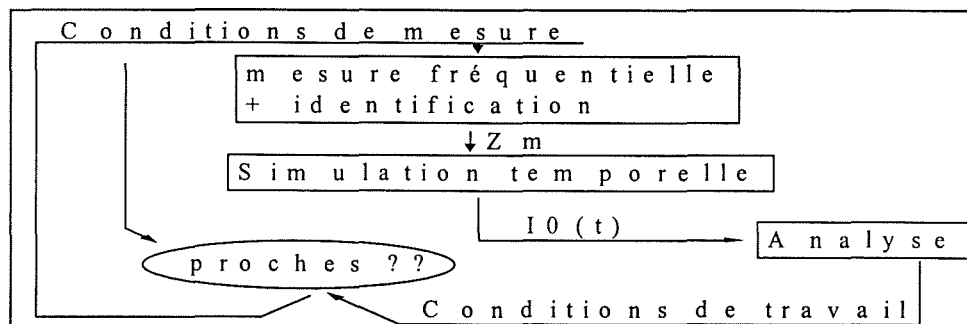


Figure V-6 : Stratégie développée pour réaliser le critère de simulation cohérente

Sans stratégie correcte on pourrait chercher indéfiniment les conditions de mesure qui donnent à la fin du processus des conditions de travail identiques.

Nous savons cependant que de telles conditions de mesures existent⁵. Il est donc possible de les trouver. Pour cela nous allons adopter la démarche suivante :

"Nous mesurons l'impédance magnétisante avec les conditions de travail obtenues au calcul précédent et nous réalisons la nouvelle simulation avec cette valeur

⁵ Cela sous-entend que l'on suppose que le modèle de l'impédance magnétisante développé au chapitre 3 est rigoureusement juste.

d'impédance magnétisante. De cette manière le calcul est itératif: jusqu'à ce que le critère de simulation cohérente soit réalisé".

Remarques sur cette stratégie :

On peut considérer d'un oeil mathématicien que réaliser les conditions de simulation cohérente correspond à résoudre l'équation $X = F(X)$ où X sont les conditions de mesures et $F(X)$ les conditions de travail obtenues après simulations. On peut alors avoir les interrogations suivantes :

- existe-t-il des solutions ?
- quelle est l'unicité des solutions trouvées ?
- que dire de la convergence de l'algorithme ?

La fonction F ne peut s'écrire de manière analytique et il est très difficile de faire des hypothèses dessus. Nous allons plutôt considérer les réflexions suivantes:

- Le système que nous étudions est physique et dans l'hypothèse où notre modèle du transformateur différentiel est juste (vérifié au Chapitre 3) alors il existe des solutions.
 - Notre système est physique et alors il n'a a priori qu'une seule solution stable⁶. Il peut exister des solutions instables à cette équation mais celles-ci ne sont pas physiques. Suite à leur instabilité elles ne devraient pas être prises en compte par l'algorithme itératif.
- Enfin nous faisons l'hypothèse (toujours vérifiée jusqu'à présent) de la convergence de l'algorithme itératif.

V.3.d Synthèse sur cette étape

Les résultats de simulation $I_0(t)$, $U_r(t)$, $I_r(t)$ sont fonction de l'impédance magnétisante Z_m . Celle-ci est fonction des conditions de mesure comme nous le voyons au paragraphe V.3.a. Pour que ces simulations donnent des résultats exacts, il faut choisir correctement les conditions de mesure de l'impédance magnétisante.

Pour cela nous établissons un critère à réaliser que nous appelons « critère de simulation cohérente »
Par la suite nous élaborons une stratégie pour réaliser ce critère de simulation cohérente.

⁶ par solution stable nous entendons une solution vers laquelle l'algorithme converge obligatoirement si le point de départ n'est pas trop éloigné. Cela correspond à l'image mentale de la « cuvette ».

Cette stratégie pose cependant le problème de l'obtention de la réponse fréquentielle de l'impédance magnétisante à chaque itération. Cela est lent et peu pratique. Nous allons voir comment contourner cette difficulté.

V.4 Simplification de la mesure fréquentielle de l'impédance magnétisante dans un cas quelconque.

L'impédance magnétisante Z_m dépend de deux paramètres I_{mes_cc} et I_{mes_alt} qui sont les conditions de mesure. Au §.V.3.a nous avons constaté que les variations de l'impédance (son module à 50 Hz par exemple) sont lentes et surtout continues.

Au chapitre 2 nous avons mesuré une série de valeurs de l'impédance magnétisante et fait des interpolations linéaires sur celles-ci en fonction de l'état magnétique supposé. De la même manière nous allons mesurer la réponse fréquentielle pour un certain nombre de conditions de mesures. Puis, pour obtenir l'impédance magnétisante pour ces valeurs quelconques nous ferons des interpolations dans les plans (I_{mes_cc} , I_{mes_alt}).

La Figure V-7 présente, de manière schématique, ce processus.

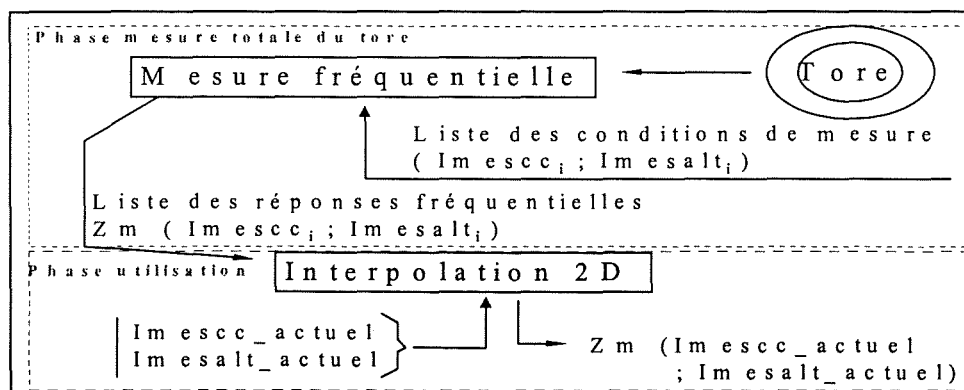


Figure V-7 : Représentation schématique des phases de mesure et d'interpolation de Z_m

Remarque : une fois que la réponse fréquentielle a été obtenue pour chaque condition de mesure il n'est plus nécessaire d'effectuer des mesures et tout se fait par interpolation. Cela présente l'avantage de pouvoir alors faire les simulations sur un ordinateur qui ne soit pas relié aux moyens de mesure.

Cela permet alors des simulations en parallèle avec un seul banc de mesure ou bien encore en temps différé : par exemple les mesures du tore⁷ se font la journée et les simulations se font massivement la nuit.

V.5 Tests de validations du modèle de la chaîne de mesure.

Pour tester les outils et les concepts que nous venons de développer, nous allons comparer les résultats issus de la simulation aux mesures expérimentales. Les cas tests que nous considérons sont les manipulations de prédétermination. Pour chaque nombre de spires au secondaire on relève la valeur du courant de déclenchement.

Nous réalisons cela pour chaque forme du courant de défaut possible: 0° et 135°. A l'issue de cette manipulation on peut tracer la courbe $I_d=f(N_2)$ pour chaque type de courant de défaut donné.

Nous cherchons alors à obtenir ces courbes par simulation. Nous considérons les points suivants :

- Quelle est la valeur de l'impédance magnétisante vue du secondaire lorsque le nombre de spires varie ?
- De quelle manière va-t-on considérer que le relais a déclenché ?

Jusqu'à présent nous considérons la valeur de l'impédance magnétisante Z_{m_mes} pour un nombre de spires donné, sans le spécifier. C'est le nombre de spires N_{2_mes} avec lequel le tore a été identifié.

Pour connaître la valeur $Z_{m_utilisation}$ avec $N_{2_utilisation}$ spires au secondaire à partir des données Z_{m_mes} et N_{2_mes} on applique la relation :

$$Z_{m_utilisation} = Z_{m_mes} * \frac{N_{2_utilisation}^2}{N_{2_mes}^2} \quad \text{Equation V-6}$$

Quant au critère de déclenchement du relais il n'est pas traité dans ce mémoire.

En utilisant les outils que nous avons développés nous avons donc pu obtenir les courbes $I_d=f(N_2)$ pour les différents considérés. Nous les comparons alors aux valeurs expérimentales.

La Figure V-8 présente les résultats obtenus avec un courant de défaut de 135 degrés.

⁷ pour faire les mesures du tore il faut bobiner les spires de mesure, ce qui nécessite une intervention manuelle

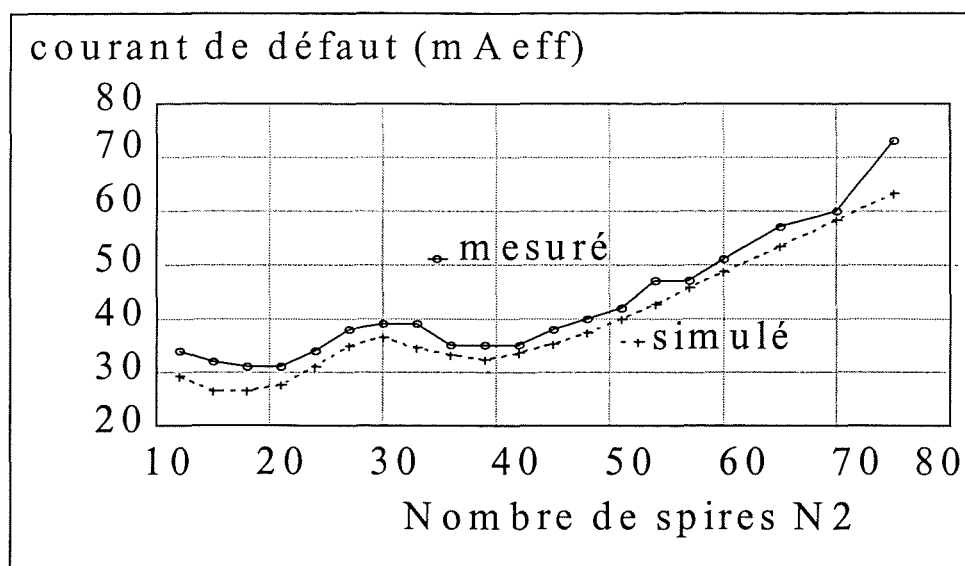


Figure V-8 : Comparaison des résultats avec un courant à 135 degrés

La Figure 9 présente les résultats obtenus avec un courant de défaut de 135 degrés.

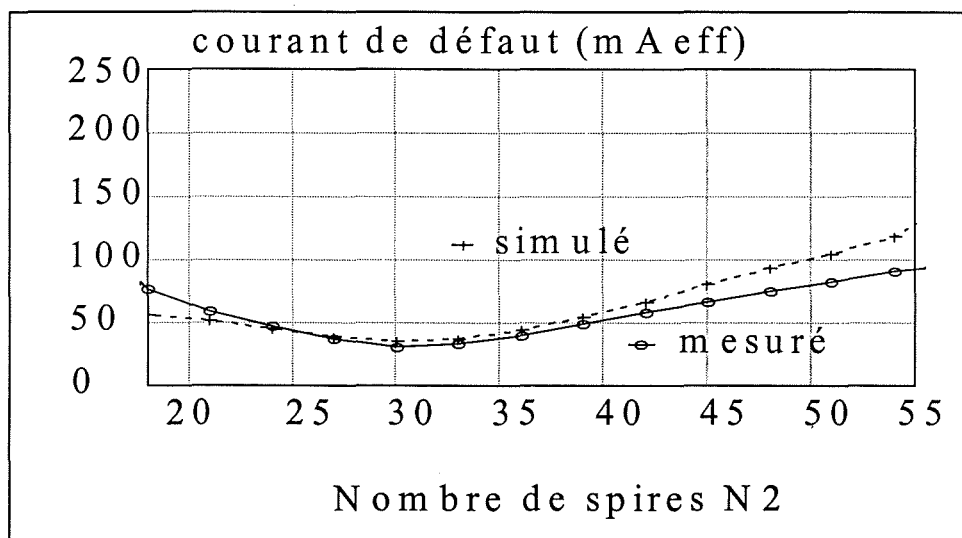


Figure 9 : Comparaison des résultats avec un courant à 0 degré

Sur ces deux graphes on observe un faible écart entre les valeurs issues de la simulation et les mesures expérimentales. En particulier l'ondulation⁸ aux alentours de 30 spires sur la Figure V-8 est très bien reproduite par notre modèle. Cela prouve que les principes introduits et les outils développés tiennent compte des phénomènes prépondérants.

⁸Elle correspond à une variation rapide de la résonance de la chaîne de mesure avec le nombre de spires N_2 par rapport au courant « injecté ».

L'écart entre les courbes est faible et il peut s'expliquer avec les réflexions suivantes:

- Les courbes obtenues intègrent de nombreuses étapes de mesures et de simulation dont les incertitudes se cumulent :
 - ◇ mesure fréquentielle du tore et du relais
 - ◇ identification des paramètres du tore et du relais
 - ◇ interpolation sur peu de mesures du tore
 - ◇ précision du modèle électrique de l'impédance magnétisante
 - ◇ critère de déclenchement du relais.
- La valeur de courant de déclenchement est très sensible aux paramètres d'entrée du modèle
- Enfin le relais que nous avons utilisé est un relais réel et ses caractéristiques électriques sont susceptibles de varier d'un déclenchement à l'autre.

Suite à ces observations on peut conclure que le modèle de la chaîne de mesure développé rend bien compte des phénomènes.

V.6 Synthèse sur les outils de calculs et extension à d'autres circuits électriques.

Au cours de ce chapitre nous avons constaté les inconvénients des logiciels de simulation en pas à pas dans le temps. Pour palier ces difficultés, nous avons développé nos propres codes de calcul basés sur l'analyse harmonique du circuit électrique considéré. Par la suite, nous avons constaté les variations de l'impédance magnétisante Z_m en fonction des conditions de mesure.

Cela nous oblige à choisir correctement la valeur de Z_m pour que les simulations soient justes.

Pour cela nous établissons un critère confrontant conditions de mesure et celles de fonctionnement. Nous l'appellerons « critère de simulation cohérente ». Ensuite nous développons un processus de calcul itératif qui permette de remplir ce critère. Enfin le processus de calcul itératif demande de connaître à chaque itération la valeur de Z_m . Il faudrait alors à chaque itération mesurer la réponse fréquentielle de l'impédance magnétisante.

Cela n'est pas envisageable et nous développons un système d'interpolation sur les conditions de mesure semblables à l'interpolation des éléments finis.

Les tests de validation confirment notre démarche.

Tous les outils que nous avons développés sont consacrés à la chaîne de mesure des appareils de protection différentielle. Ils peuvent cependant facilement être adaptés à d'autres circuits. Le circuit peut avoir plusieurs sources; il suffit juste de réécrire les fonctions de transfert entre les grandeurs qui nous intéressent et les différentes sources du circuit. Le circuit doit juste ne comporter que des éléments linéaires.

Les sources doivent avoir la même fréquence fondamentale ou bien alors être à des fréquences multiples⁹. Enfin on peut aussi considérer le cas de circuits magnétiques à plusieurs enroulements.

Notre démarche ne se limite donc pas à la chaîne de mesure étudiée mais peut être étendue à grand nombre de circuits électriques.

⁹ Si les fréquences ne sont pas multiples les unes des autres alors on peut prendre la fréquence de base égale au PPCM (plus petit commun multiple) des différentes fréquences des sources.

Chapitre VI

Caractérisation d'un matériau magnétique en régime dissymétrique

CHAPITRE VI

Caractérisation d'un matériau magnétique en régime dissymétrique.

VI.1 Introduction - Nécessité de caractériser les matériaux magnétiques en régime dissymétrique : mesure en double alternance.

Quel que soit le composant que l'on utilise dans un montage électrique on est appelé à le mesurer pour le caractériser et éventuellement l'accepter par la suite. Le moyen de mesure retenu, quel qu'il soit, doit avoir obligatoirement les propriétés suivantes pour être intéressant :

1. il traduit les "performances" de l'objet dans son utilisation.
2. il est reconnu et accepté aussi bien au niveau de l'utilisateur qu'au niveau du fournisseur.
3. enfin il doit être facile à mettre en oeuvre.

Lorsqu'il s'agit de la caractérisation des matériaux magnétiques, deux modes de mesure viennent rapidement à l'esprit : les courbes de $B(H)$ en statique ou en dynamique¹, en régime sinusoïdal à 50 Hz par exemple. Ce dernier mode de mesure présente certes les deux dernières propriétés énoncées mais, hélas, il est inadapté à la caractérisation du tore dans ses conditions de fonctionnement avec des courants de défaut à composante continue.

En effet, nous avons vu qu'avec les ondes à composante continue le courant magnétisant (ou le champ magnétique) est sinusoïdal amorti avec une composante continue, alors que la mesure en dynamique utilise un champ magnétique sinusoïdal de fréquence fixe sans composante continue.

Cette mesure est inadaptée pour une autre raison : les tores sont tous différents les uns des autres car ils ne peuvent pas subir exactement les mêmes étapes de fabrication au même instant². Même si deux tores ont la même courbe $B(H)$ à 50 Hz, ils n'auront pas obligatoirement les mêmes caractéristiques dynamiques. Leurs performances dans la chaîne de mesure peuvent différer avec des courants de défaut à composante continue.

¹Voir pour cela la nomenclature 404-06

² Par exemple ils n'ont pas la même position dans le four de recuit.

Devant l'inaptitude de la mesure dynamique sinusoïdale à caractériser le tore dans la chaîne de mesure avec des ondes à composante continue, nous sommes tentés d'en proposer une particulière : la réponse fréquentielle avec une composante continue et en spécifiant l'amplitude des signaux.

Cette perspective est alléchante car elle caractérise totalement le tore dans son fonctionnement. Elle ne répond cependant pas à la deuxième exigence car elle est trop particulière pour être acceptée de tous les différents fournisseurs.

A mi-chemin entre ces deux approches les fournisseurs proposent de caractériser les matériaux magnétiques en les soumettant à un courant (ou champ) redressé double alternance.

Cette méthode de mesure ne fait l'objet d'aucune norme et est un consensus entre les différents fournisseurs et utilisateurs de matériaux magnétiques. Nous allons l'étudier tout au long de ce chapitre. Nous allons d'abord voir quelles sont les courbes obtenues avec cette caractérisation et les moyens mis en oeuvre pour les obtenir. Les courbes obtenues ont la particularité de présenter un maximum puis une décroissance. Nous étudierons et expliquerons qualitativement ce phénomène. Enfin nous chercherons à obtenir ces courbes par simulation. Pour cela nous utiliserons le modèle de Preisach d'une part et notre modèle fréquentiel d'autre part. Nous serons alors à même de comparer la théorie à la simulation.

VI.2 Courbes $B(H)$ en courant redressé double alternance et approche qualitative.

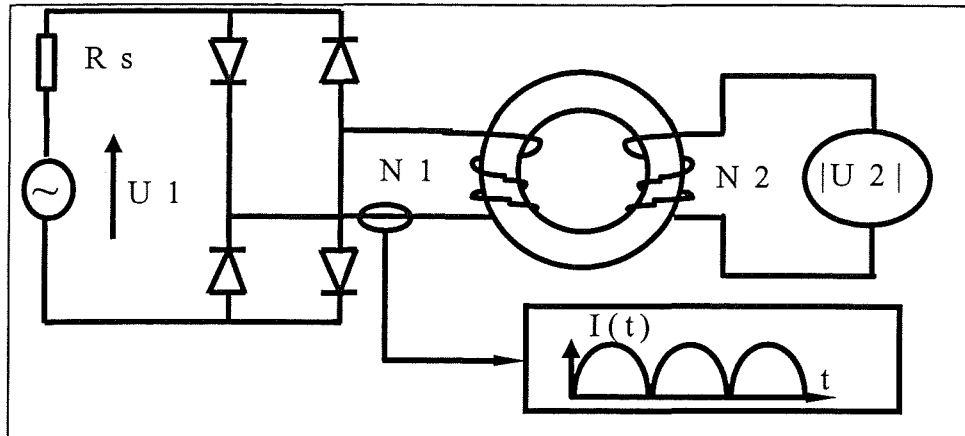
VI.2.a Montage et manière de procéder

Le montage que nous allons présenter est destiné à la mesure d'un échantillon torique. Il peut sans aucun problème être étendu à la mesure de tôles sur un cadre d'Epstein ou un cadre à bande unique. De même nous ne traitons que le cas du courant redressé double alternance ; les mesures en mono-alternance pouvant être extrapolées à partir de ces dernières.

La mesure vise à obtenir une courbe $B(H)$ dite $\Delta B_{\text{dynamique}}^3$ en fonction du champ crête \hat{H} atteint.

Pour cela on alimente le tore en courant redressé double alternance au primaire et on mesure la tension moyenne redressée $\overline{U_2}$ au secondaire (Figure VI-1).

³Vocabulaire utilisé suivant le consensus des fournisseurs.

Figure VI-1 : Banc de mesure des courbes ΔB dynamique

La fréquence du signal est fixe, 50 Hz par exemple.

L'amplitude du courant est caractérisée par sa valeur crête \hat{I} . Pour chaque valeur crête du courant on note valeur de la tension moyenne redressée au secondaire. A l'issue de la manipulation on dispose d'une courbe $\Delta B_{\text{dynamique}}(H)$ obtenue suivant les formules f_H et f_B suivantes :

$$f_H: \quad \hat{H} = \frac{N_1 * \hat{I}}{L_p} \quad \text{Equation VI-1}$$

$$f_B: \quad \Delta B_{\text{dyn}} = \frac{\overline{U_2}}{4 * f * N_2 * S_{\text{eff}}} \quad \text{Equation VI-2}$$

avec :

N_1, N_2 : nombre de spires primaires et secondaires

f la fréquence

$\overline{U_2}$ la tension moyenne redressée au secondaire

S_{eff} la section efficace du tore

L_p la longueur moyenne du tore.

Ces deux dernières grandeurs peuvent être consignées sur un graphe et l'on obtient alors la courbe $\Delta B_{\text{dynamique}}$. La Figure VI-2 présente les relevés expérimentaux obtenus sur un échantillon torique de Fer-Nickel 80%.

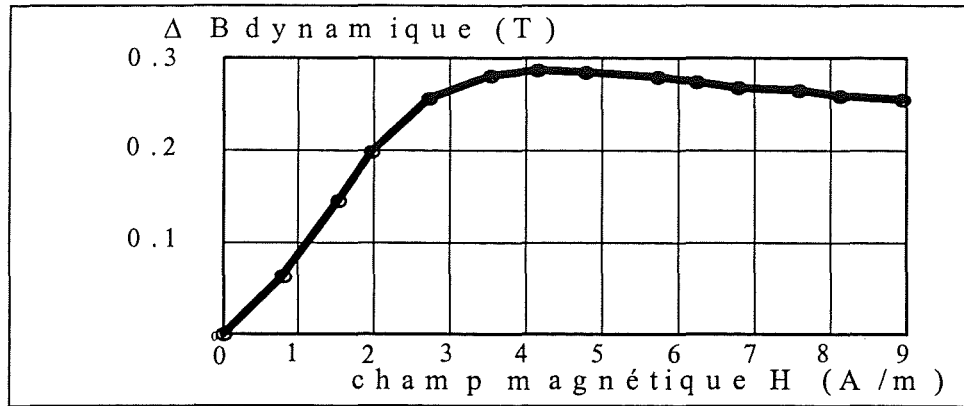


Figure VI-2 : Courbe ΔBdynamique obtenue

Cette courbe présente un maximum et au-delà d'une certaine valeur de champ crête le ΔB dynamique mesuré décroît. On peut dire, de manière rapide, que "plus on met de courant, moins on a de tension". Ce phénomène est assez inattendu et nous allons l'expliquer de manière qualitative d'abord et de manière quantitative ensuite.

VI.2.b Signification physique

Pour comprendre la décroissance de cette courbe il faut se rappeler que c'est en fait la tension (redressée moyenne) aux bornes du tore qui chute. Nous allons nous intéresser à ce qu'elle représente.

* Relation entre les cycles décrits dans le matériau et la tension aux bornes du tore

On démontre⁴ qu'on a la relation⁵

$$\Delta B = \frac{\overline{U_2} * T}{2 * N_2 * S_{eff}} \quad \text{Equation VI-3}$$

Avec

ΔB = Induction maxi - Induction mini

N₂ : nombre de spires secondaires

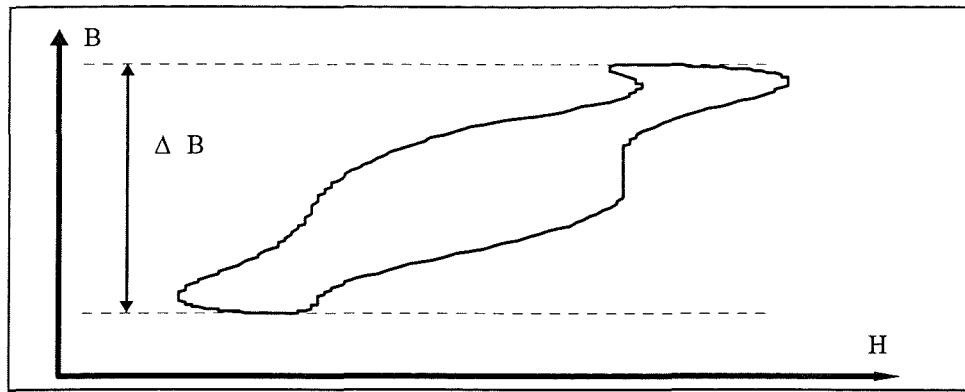
T la durée du cycle

$\overline{U_2}$ la tension moyenne redressée au secondaire

S_{eff} la section efficace du tore.

⁴ en annexe

⁵ sous certaines conditions : la tension ne doit pas s'annuler plus de deux fois par cycle.

Figure VI-3 : Illustration du ΔB sur un cycle quelconque

* Cycles décrits dans le matériau magnétique avec le courant redressé double alternance

Nous allons donc nous intéresser aux cycles décrits avec un champ magnétique redressé double alternance. Pour cela nous avons réalisé le montage suivant :

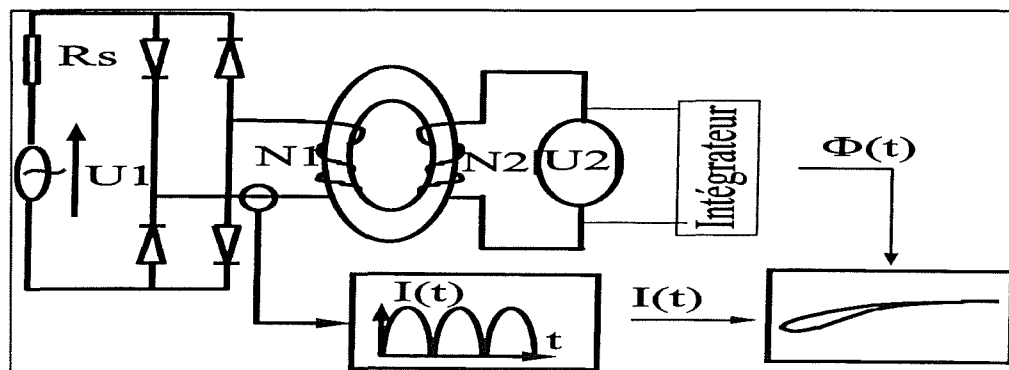


Figure VI-4 : Obtention des cycles décrits

Une sonde à effet Hall mesure le courant au primaire, que l'on visualise sur la voie X d'un oscilloscope. En intégrant la tension au secondaire nous obtenons une image des variations de l'induction⁶ moyenne⁷ dans le tore. En visualisant ces dernières sur l'axe Y de l'oscilloscope nous obtenons le tracé des cycles.

La Figure VI-5 présente les cycles obtenus dans la zone linéaire de la courbe (ΔB_1), au maximum de celle-ci (ΔB_2) et enfin dans sa zone décroissante (ΔB_3). Sur chacun des cycles nous indiquons le ΔB_i mesuré ainsi que les deux points extrêmes, l'inférieur I_i et l'extrême E_i .

⁶ l'induction est connue à une constante additive près.

⁷ Induction moyenne par rapport aux variations d'induction dans l'épaisseur de la tôle.

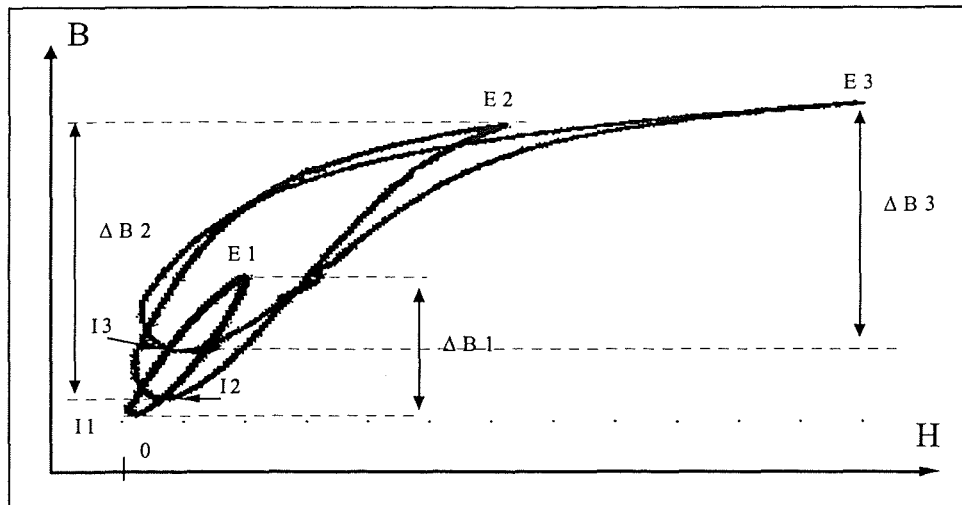


Figure VI-5 : Cycles décrits avec des courants de différentes amplitudes

VI.2.c Explication de la forme de la courbe

Pour expliquer la croissance ou la décroissance des courbes nous allons comparer les variations d'induction pour deux valeurs de champ crête atteintes. Nous pourrions alors expliquer la croissance ou la décroissance des courbes.

* Explication de la zone croissante de la courbe

Plaçons-nous en zone linéaire, il n'y a donc pas de saturation. Même sans négliger les phénomènes d'hystérésis l'induction au point E sera d'autant plus grande que l'amplitude du courant sera élevée. Le point I s'élève moins vite que point E et donc l'écart entre les deux points augmente avec le champ magnétique crête. La croissance de la courbe est donc expliquée.

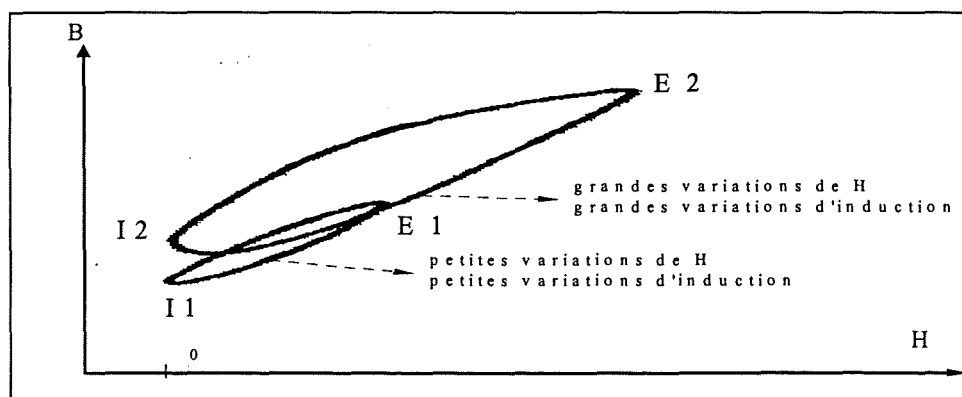


Figure VI-6 : Deux cycles décrits dans la zone linéaire

* Décroissance de la courbe

Pour comprendre la décroissance de la courbe nous allons prendre des cycles avec des champs \hat{H} dans la zone de saturation du matériau. Lorsque le champ atteint son maximum le matériau est déjà saturé depuis longtemps. On peut alors négliger les variations de flux ainsi que tous les phénomènes dynamiques qui en découlent. De cette manière on a, quel que soit la valeur crête du champ l'induction B_E au point E est égale à l'induction à saturation B_S .

$$B_E = B_S \quad \text{Equation VI-4}$$

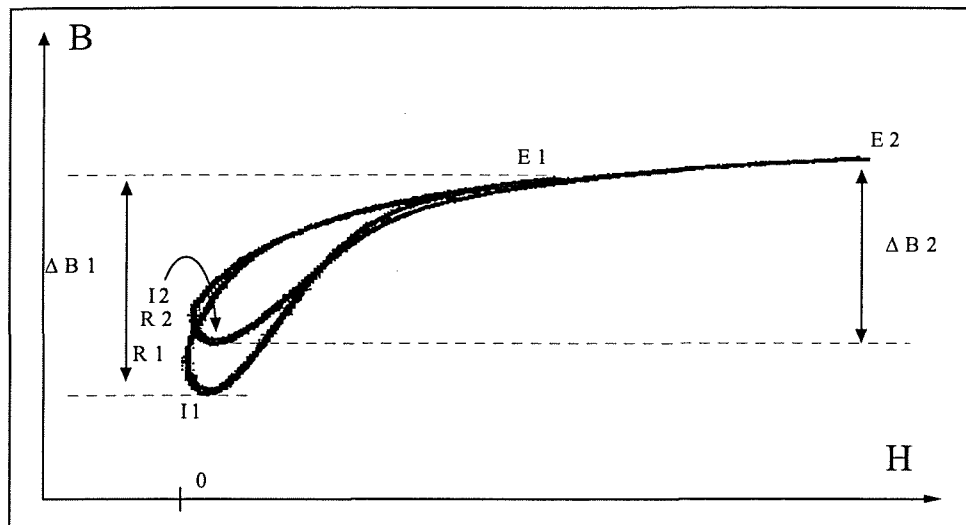


Figure VI-7 : Deux cycles décrits en zone saturée

L'induction au point E est donc toujours la même et la décroissance de la tension moyenne, donc de la hauteur du cycle doit s'expliquer pour les variations de l'induction au point I en fonction du champ crête.

Le point I d'un cycle se situe dans le temps juste après l'annulation du courant et nous allons porter notre attention sur ces instants. Nous allons d'abord étudier un cycle pour comprendre les phénomènes ; ensuite nous comparerons deux cycles pour comprendre la décroissance.

* Explication de la forme d'un cycle

Juste avant le point R (pour rebroussement) le champ H est décroissant et la valeur de sa dérivée est maximale ; il en est de même juste après le point R en inversant les signes. Les variations de champ étant rapides les phénomènes dynamiques (courants de Foucault, déplacement des parois, diffusion du champ dans la tôle) sont importants. Nous partons du point E, le matériau est saturé.

Suite aux phénomènes dynamiques les variations d'induction sont plus faibles qu'en statique. L'induction au point R est donc supérieure à l'induction rémanente obtenue en statique.

Les phénomènes dynamiques ont une certaine inertie et l'induction moyenne va encore continuer à décroître alors que le champ est devenu croissant. Nous nous déplaçons alors du point R au point I. Au point I les phénomènes entraînant la croissance de l'induction deviennent prépondérants et elle croît alors jusqu'au point E où le matériau est saturé.

Nous avons alors décrit entièrement le cycle en faisant apparaître que ce sont les phénomènes dynamiques qui sont responsables de la position du point I, donc de la variation d'induction au cours d'un cycle, et donc de la tension moyenne redressée au secondaire.

* Comparaison de deux cycles

L'importance des phénomènes dynamiques (qui masquent les variations du champ) est d'autant plus grande que le $\frac{dH}{dt}$ au point R est grand. Or ce $\frac{dH}{dt}$ (R) au point R a par expression:

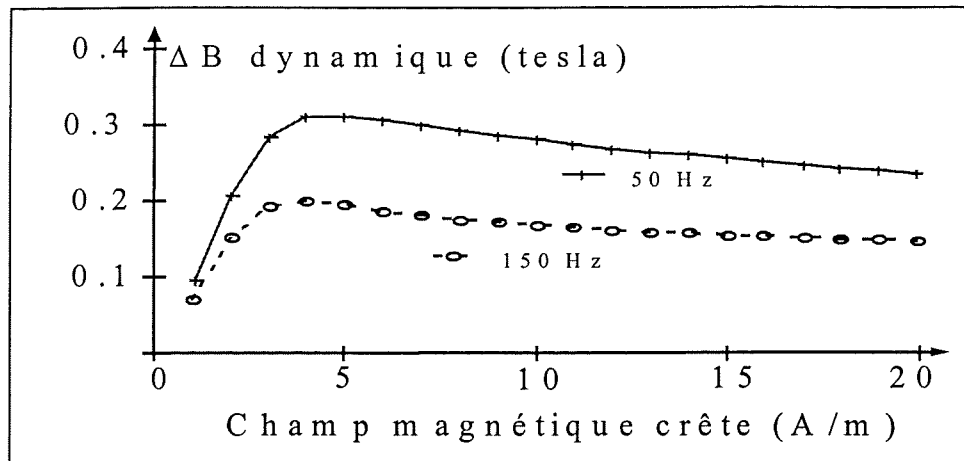
$$\frac{dH}{dt}(R) = H_{\max} * \omega * \cos \Pi = H_{\max} * \omega \quad \text{Equation VI-5}$$

Plus H_{\max} sera grand, plus les phénomènes dynamiques seront importants. Le point R et par la suite le point I auront ainsi une induction élevée. La variation d'induction du cycle sera petite (car l'induction du point E est constante). On obtiendra alors une tension moyenne redressée aux bornes du tore moindre. La décroissance de la courbe s'explique donc ainsi.

A l'extrême pour un champ crête infini le matériau va être saturé la plupart du temps. Lorsque l'on arrive dans la zone déssaturée les variations de champ sont si rapides que, suite aux phénomènes dynamiques, l'induction ne varie que très peu. La tension moyenne recueillie aux bornes du tore $U(t)$ est alors négligeable voire nulle.

* Autre phénomène permettant de confirmer cette analyse

Nous avons établi que l'importance des phénomènes dynamiques était à l'origine de la décroissance de la courbe. En utilisant un courant de fréquence supérieure (150 Hz par exemple) les phénomènes dynamiques vont être amplifiés et les variations d'inductions vont être moindres. On obtiendra alors une tension moyenne redressée et un ΔB dynamique inférieurs à ceux obtenus à 50 Hz. Les mesures expérimentales de la Figure VI-8 confirment cette approche.

Figure VI-8 : Courbes ΔB dynamiques à différentes fréquences

VI.2.d Synthèse sur les courbes ΔB dynamiques et leur approche qualitative

Pour caractériser les matériaux magnétiques dans des conditions d'utilisation particulières, les fournisseurs et les utilisateurs utilisent les courbes ΔB dynamiques. Nous avons vu le montage nécessaire et la manière de procéder pour obtenir ces courbes. Celles-ci ont la particularité de présenter un maximum suivi d'une décroissance. Pour comprendre l'allure de ces courbes nous nous interrogeons sur la signification de la tension redressée moyenne au secondaire, ce qui nous amène à considérer les cycles décrits au cours d'une période électrique. Sur ces cycles les deux points extrêmes E et I ainsi que le point R sont importants. La position de ces deux derniers est due aux phénomènes dynamiques. Ceux-ci sont à l'origine de la décroissance de la courbe ΔB dynamique tandis que la partie croissante de cette dernière s'explique par la linéarité du matériau.

VI.3 Obtention des courbes ΔB dynamique par simulation.

Dans ce paragraphe nous allons chercher à obtenir les courbes ΔB dynamiques par voie de simulation. Cette simulation peut se développer suivant deux axes :

- l'utilisation du modèle de Preisach et ensuite un modèle analytique de comportement des matériaux
- l'utilisation de notre modèle fréquentiel

Dans ce paragraphe nous allons utiliser le modèle de Preisach [PRE]. Nous allons rapidement rappeler le principe du modèle de Preisach statique ainsi que la prise en compte des phénomènes dynamiques par le paramètre K^8 . Il nous faudra alors trouver la valeur des paramètres qui correspondent au matériau magnétique utilisé. Nous pourrons alors utiliser le modèle de Preisach pour obtenir les courbes ΔB dynamiques que nous comparerons aux courbes expérimentales.

VI.3.a Présentation du modèle de Preisach statique

Le modèle de Preisach statique décrit les phénomènes d'hystérésis statique par un ensemble d'éléments dits éléments de Preisach. Le cycle d'hystérésis de ces éléments est rectangulaire et nous l'appellerons cycle élémentaire. Ce cycle est caractérisé par les deux valeurs α et β de basculement de l'état magnétique γ (Figure VI-9).

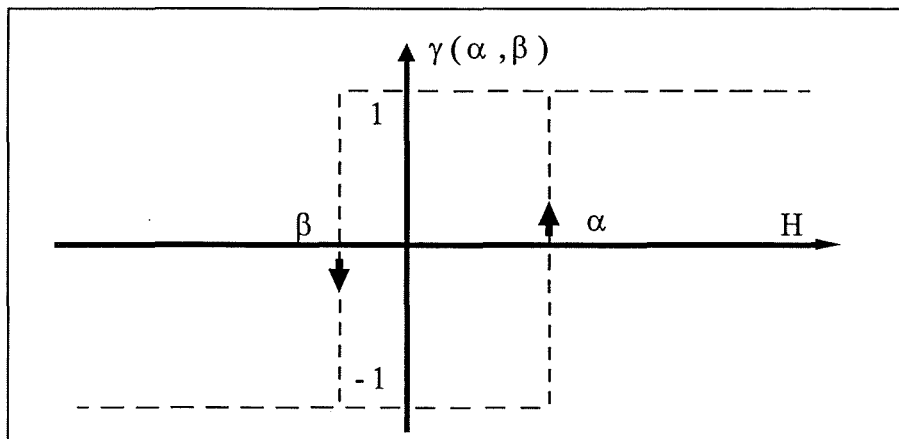


Figure VI-9: Cycle des éléments de Preisach

Le cycle élémentaire est rectangulaire et semble éloigné du cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique. La Figure VI-10 indique qu'en ajoutant les états magnétiques de plusieurs éléments⁹ affectés d'un poids on peut obtenir des cycles d'hystérésis d'allure plus complexe. Le cycle d'hystérésis obtenu à la Figure VI-10 n'est pas très "joli" car il n'est réalisé qu'avec 3 éléments. En revanche, en prenant un très grand nombre d'éléments (pas forcément symétriques), avec une pondération convenable, on obtient des cycles d'hystérésis qui traduisent le comportement hystérétique des matériaux magnétiques. La principale difficulté du modèle de Preisach réside dans l'obtention de cette pondération.

⁸variable consacrée dans la littérature

⁹Sur la figure VI-10 les éléments sont symétriques ($\alpha = -\beta$) et les 3 éléments ont respectivement pour poids 1, 1 et 0.5

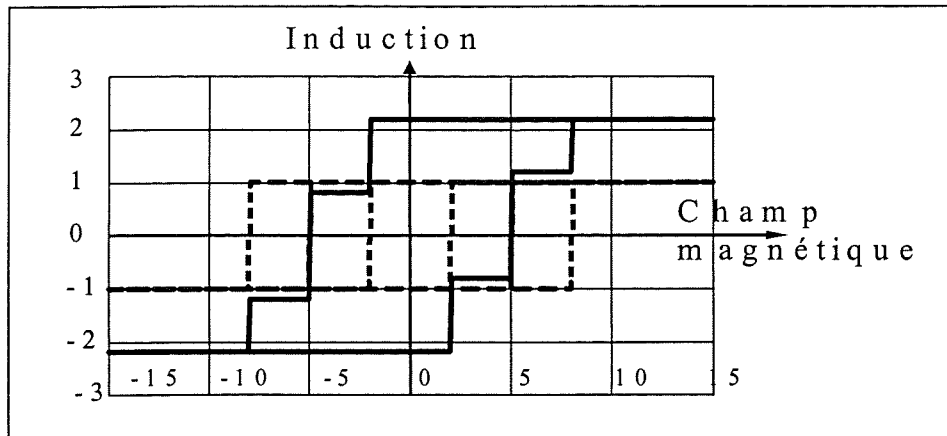


Figure VI-10 : Somme pondérée de trois éléments de Preisach

Chaque élément de Preisach est caractérisé par les valeurs (α, β) de son cycle auquel on attribue un poids $p(\alpha, \beta)$. Cela se fait soit par une fonction de distribution (Lorentzienne ou Gaussienne) soit par une connaissance directe du poids de chaque élément (méthode d'identification de Mayergoyz [MAY]).

Suivant les valeurs de cette distribution on peut obtenir la représentation de différents matériaux magnétiques comme l'indique la Figure VI-11.

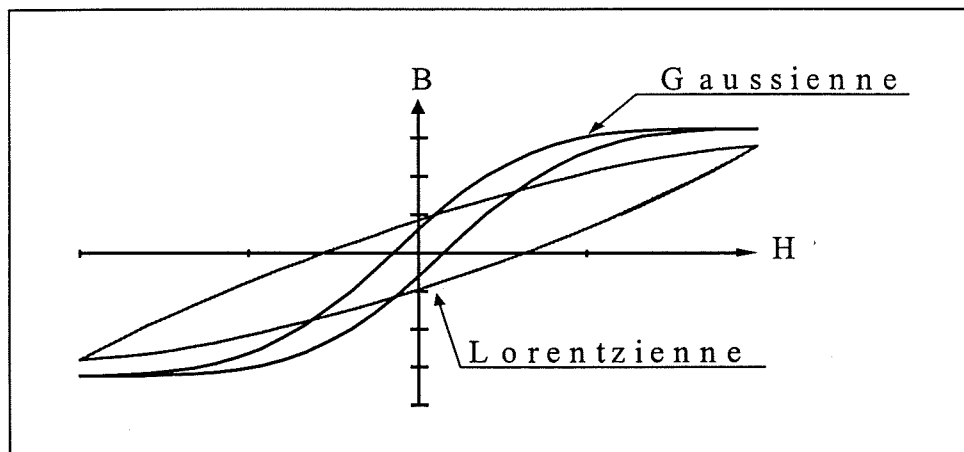


Figure VI-11 : Cycles obtenus avec différentes pondérations

Nous avons présenté le modèle de Preisach rapidement. Il repose cependant sur des considérations physiques [PRE].

Dans tout ce que nous venons d'énoncer le paramètre temps n'intervient pas et quel que soit la fréquence du signal le cycle décrit sera toujours le même, et les pertes aussi. Cela ne rend donc pas compte du comportement réel des matériaux magnétiques et le modèle de Preisach pourrait alors sembler inadapté aux variations de fréquences. Pour palier cette carence, Bertotti en a proposé une évolution. Il s'agit du modèle de Preisach dynamique [BER].

VI.3.b Présentation du modèle de Preisach dynamique

Pour rendre compte des phénomènes dynamiques, Bertotti s'inspire des déplacements de paroi et des micro-courants induits. En étendant cette réflexion aux objets magnétiques de Preisach, il propose pour les variations dans le temps de l'état magnétique de chaque élément de Preisach la relation :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \text{etat}(\alpha, \beta)}{\partial t} &= K * (H(t) - \alpha) \text{ si } H(t) \geq 1 \text{ et } \text{etat}(\alpha, \beta) \leq 1 \\ \frac{\partial \text{etat}(\alpha, \beta)}{\partial t} &= K * (H(t) - \beta) \text{ si } H(t) \leq -1 \text{ et } \text{etat}(\alpha, \beta) \geq 1 \\ \frac{\partial \text{etat}(\alpha, \beta)}{\partial t} &= 0 \text{ sinon} \end{aligned} \quad \text{Equation VI-6}$$

On peut proposer pour ce coefficient K l'image d'un frottement visqueux qui va ralentir le changement d'état de l'élément de Preisach : en statique le basculement est instantané alors qu'en dynamique cela prend un certain temps. Les cycles élémentaires obtenus ne sont plus rectangulaires et vont dépendre de la fréquence du champ appliqué comme l'indique la Figure VI-12. On constate bien l'évolution des phénomènes dynamiques et l'augmentation des pertes.

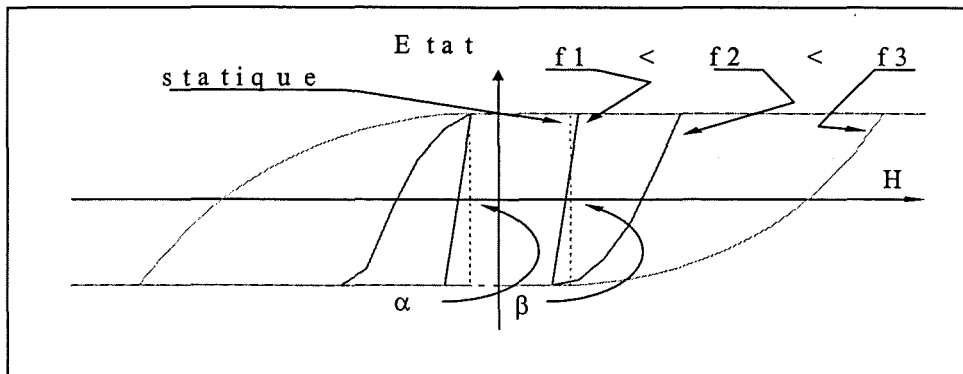


Figure VI-12 : Evolution du cycle élémentaire en fonction de la fréquence

Le modèle de Preisach dynamique utilise de la même manière que le modèle statique un grand nombre d'éléments de Preisach dynamiques auxquels on associe à chacun la même valeur de K .

La Figure VI-13 présente les cycles des deux matériaux simulés précédemment avec des courants à différentes fréquences.

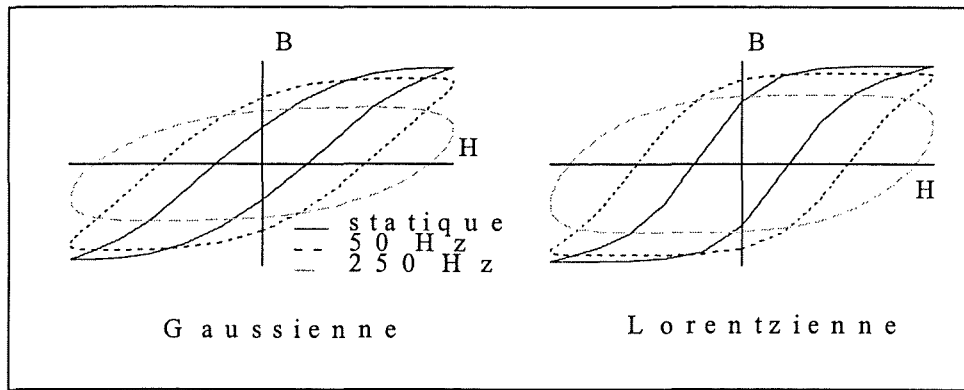


Figure VI-13 : Cycles d'hystérésis obtenus à différentes fréquences

VI.3.c Mise en oeuvre du modèle de Preisach

Pour pouvoir simuler le modèle il est nécessaire d'affecter un poids à chaque élément. Cela soit par affectation directe, soit par une fonction de distribution.

Le modèle de Preisach permet de calculer l'induction à chaque instant à partir de la connaissance du champ. On peut en donner la représentation fonctionnelle suivante :

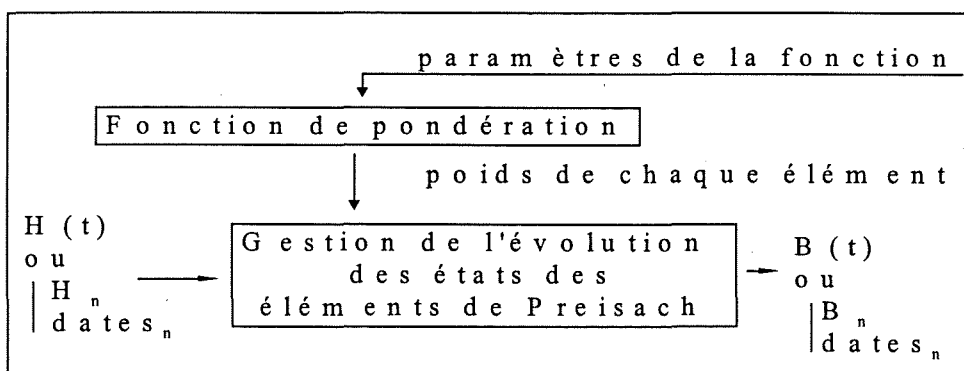


Figure VI-14 : Représentation fonctionnelle du modèle de Preisach

Le champ $H(t)$ est considéré discrétisé dans le temps et on considère alors deux séries de nombres H_n et $dates_n$. Le résultat de cette simulation est une suite de nombres B_n donnant l'induction aux mêmes instants.

Chaque élément de Preisach est caractérisé par ses deux valeurs α et β de basculement et par son poids. A chaque instant il est également nécessaire de connaître l'état de chacun des éléments. Toutes ces données sont consignées dans un tableau ; la longueur de ce tableau est bien sûr égale au nombre d'éléments de Preisach considérés.

Pour utiliser le modèle de Preisach on procède de la manière suivante :

« A chaque instant i on considère le champ magnétique H_i (1). On parcourt le tableau des éléments de Preisach (2) en comparant le champ H_i aux valeurs α_j et β_j de chacun des éléments de Preisach (3) et on fait évoluer son état suivant l'équation VI-6. Lorsqu'on a parcouru tout le tableau l'état de chacun des éléments est connu à l'instant i . On peut alors les sommer en tenant compte de la pondération pour obtenir l'induction B_i à cet instant (4) ».

On recommence cette opération pour chaque valeur du champ H_i .

On obtient donc bien au final une suite du nombre B_n représentant l'induction du matériau aux instants $dates_n$ (5).

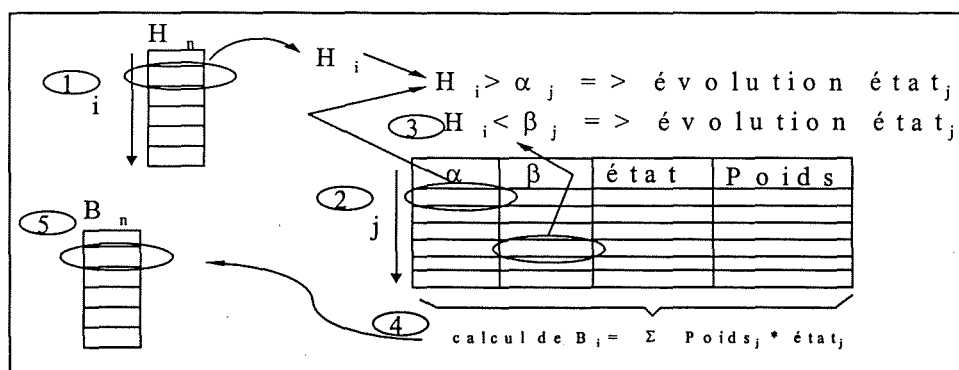


Figure VI-15 : Mise en oeuvre du modèle de Preisach sous forme de tableau

VI.3.d Calcul des courbes ΔB dynamique par simulation avec le modèle de Preisach

Pour obtenir les courbes ΔB dynamique nous allons calculer la variation d'induction au cours d'un cycle. Pour cela nous allons considérer le matériau magnétique comme linéaire au sein duquel se développent des courants de Foucault.

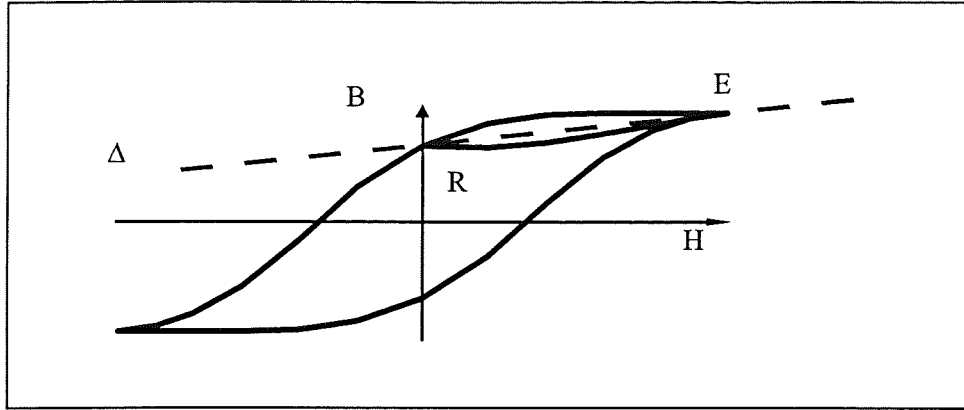


Figure VI-16 : Représentation du matériau linéaire fictif

Ce matériau magnétique fictif est linéaire et a une induction rémanente B_r . Sa caractéristique $B(H)$ a donc pour équation:

$$B(H) = B_r + \mu_0 * \mu_r_apparent * H \quad \text{Equation VI-7}$$

Les valeurs B_r et $\mu_r_apparent$ dépendent du cycle décrit, et donc de l'amplitude H_{max} du champ appliqué. Elles s'écrivent alors $B_r(H_{max})$, $\mu_r_apparent(H_{max})$. Ces valeurs seront obtenues par l'utilisation du modèle de Preisach.

Pour obtenir la pondération du modèle de Preisach nous avons utilisé une gaussienne. L'expression de la pondération est alors donnée par:

$$P(\alpha, \beta) = \exp\left(\frac{-(\alpha - \beta)^2}{2 * \sigma_c^2}\right) * \exp\left(\frac{-(\alpha + \beta)^2}{2 * \sigma_i^2}\right) \quad \text{Equation VI-8}$$

Les valeurs de σ_c et σ_i ainsi que le coefficient K ont été déterminées en faisant coïncider les cycles majeurs en quasi statique et à 50 Hz.

Pour diverses amplitudes H_{max} du champ imposé nous obtenons grâce au modèle de Preisach les cycles décrits en sinusoïdal. Pour chacun des cycles nous notons la valeur $B_r(H_{max})$ de l'induction lorsque le champ s'annule. De la même manière nous notons les valeurs de $\mu_r_apparent(H_{max})$.

Nous pouvons alors considérer que le tore est constitué de ce matériau fictif laminé. Il y a plusieurs épaisseurs de tôle et le tore est bobiné. L'impédance d'un tel montage est alors donnée par la relation [BOU]:

$$Z(j\omega) = N_s^2 * N_c * \frac{l}{L_p} * \sqrt{\frac{\mu * j * \omega}{\sigma}} * th(\sqrt{\mu * \sigma * j * \omega} * \frac{e}{2}) \quad \text{Equation VI-9}$$

avec:

N_s : nombre de spires

N_c nombre de couches de tôles pour réaliser le tore

l : largeur de la tôle

L_p : longueur primaire du tore

μ la perméabilité du matériau magnétique considéré, σ sa conductivité électrique.

e : l'épaisseur du matériau.

ω la pulsation du courant et $j * j = -1$.

L'impédance d'un tel assemblage est linéaire. On peut donc lui appliquer le théorème de superposition des circuits comme nous l'avons fait aux chapitres 3 et 5 et simuler en utilisant la décomposition fréquentielle des signaux. En « injectant » un courant redressé double alternance dans cette impédance nous obtenons la tension aux bornes du tore. A partir de cette tension nous calculons le ΔB dynamique correspondant.

La Figure VI-17 présente schématiquement le processus que nous venons de décrire.

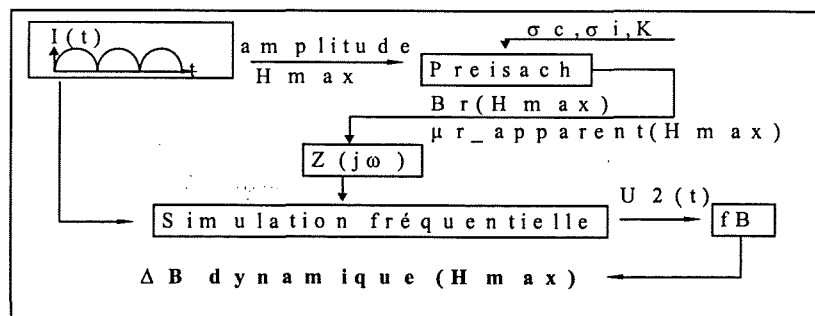


Figure VI-17 : Processus de calcul du ΔB dynamique

En effectuant ce processus pour différentes valeurs de champ (ou de courant) nous pouvons alors tracer la courbe ΔB dynamique ($H_{crête}$). La Figure VI-18 compare les résultats issus du modèle et les mesures expérimentales.

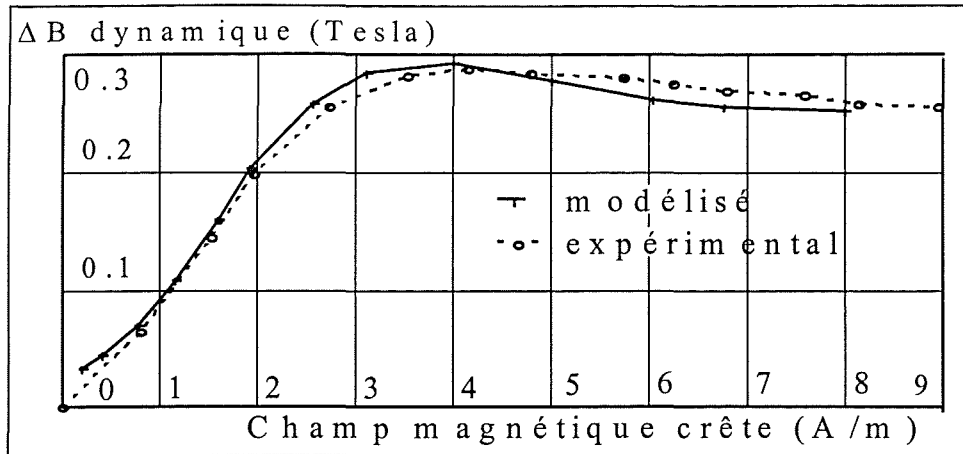


Figure VI-18 : Comparaison modèle - expérience

L'écart entre les courbes se justifie par la simplicité du modèle développé et la sensibilité du modèle aux paramètres d'entrée, la conductivité électrique par exemple. En revanche cet écart est globalement faible et justifie la justesse de notre démarche.

VI.3.e Obtention de ces courbes par simulation utilisant le modèle fréquentiel des chapitres III et V

De la même manière que précédemment nous allons chercher un modèle du tore et lui « injecter » le courant redressé double alternance. Le modèle du tore que nous allons prendre est celui à N branches du chapitre 3. Pour chaque valeur du courant imposé nous connaissons les conditions de travail du tore. Nous sommes donc capables de trouver la valeur des paramètres du tore grâce aux mesures faites précédemment et grâce au principe d'interpolation développé au chapitre 5.

La Figure VI-19 indique le processus suivi pour cette modélisation.

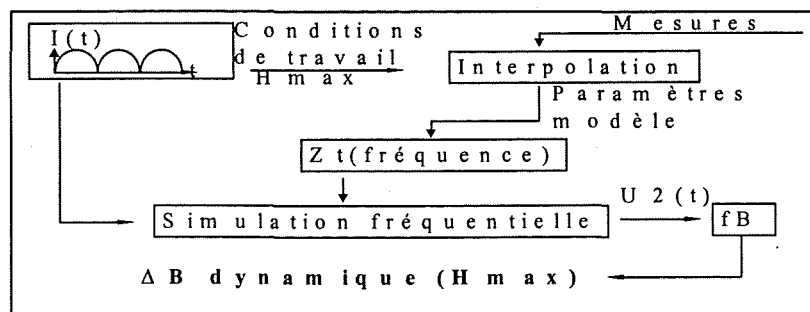


Figure VI-19 : Méthode de simulation en utilisant le modèle du chapitre III

La Figure VI-20 présente les résultats de simulation :

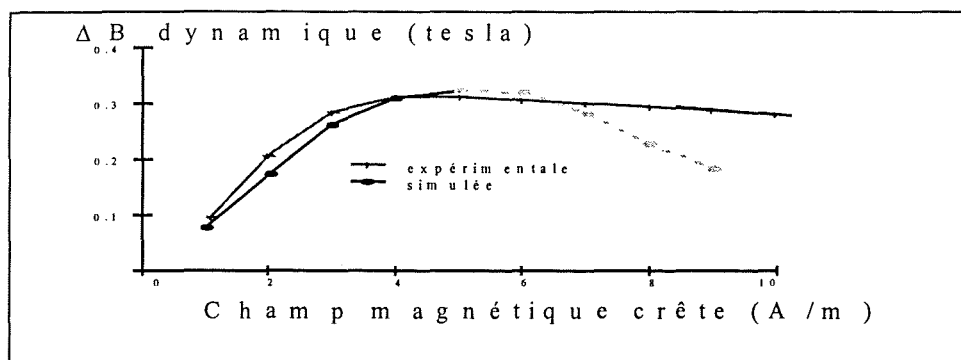


Figure VI-20 : Résultats de simulation avec le modèle du chapitre 3

La partie continue de la courbe a été obtenue à partir de mesures déjà faites. Nous ne disposons pas de mesures pour la partie en pointillé de la courbe et les paramètres obtenus le sont en faisant des extrapolations à partir des données les plus proches. Au-delà d'une certaine valeur l'extrapolation n'a plus trop de sens, ce qui justifie l'écart entre les courbes.

La partie en trait continu coïncide bien avec les valeurs expérimentales et valide le modèle développé aux chapitres précédents.

VI.3.f Synthèse sur les simulations

Nous avons cherché à obtenir les courbes ΔB dynamique par simulation. Pour cela nous avons fait appel au modèle de Preisach et au modèle analytique développé par Boussaleh. Après avoir présenté les modèles de Preisach statiques et dynamique nous avons déterminé les paramètres de la distribution correspondant au matériau que nous avons utilisé. Nous avons alors utilisé le modèle de Preisach pour connaître les coefficients $B_r(H_{max})$ et $\mu_r_{apparent}(H_{max})$ que l'on introduit dans le modèle analytique.

À l'issue de ces manipulations nous obtenons une courbe ΔB dynamique très proche des mesures expérimentales. Le principe de simulation a été développé à partir des réflexions sur la forme de la courbe ΔB dynamique.

L'adéquation entre simulation et mesures indique le bien fondé de nos réflexions et de notre explication des phénomènes.

Enfin nous utilisons le modèle que nous avons développé aux chapitres précédents avec les courants redressés double alternance. C'est pour nous l'occasion de tester le modèle que nous avons développé dans un cas particulier. L'adéquation entre simulation et mesures valide notre modèle.

Aucune mesure supplémentaire n'a été faite pour cette partie. Cela montre le caractère réutilisable de notre modèle du tore et des mesures faites indépendamment de l'utilisation du tore.

VI.4 Conclusions et perspectives.

Au cours de ce chapitre nous nous sommes d'abord interrogés sur la caractérisation des matériaux magnétiques. Il apparaît que les courbes $B(H)$ obtenues en statique ou avec une excitation sinusoïdale sont inadaptées pour illustrer la performance des matériaux magnétique dès lors que le champ appliqué est dissymétrique.

Les fournisseurs de matériau magnétique proposent alors de mesurer les matériaux avec un courant redressé double alternance. A l'issue de ces mesures on obtient une courbe dite ΔB dynamique en forme caractéristique de cloche. La signification physique de cette courbe nous amène à considérer les cycles décrits dans le matériau. Nous expliquons alors la décroissance de la courbe par les phénomènes dynamiques.

Par la suite nous présentons les modèles de Preisach statique et dynamique. Nous utilisons un modèle considérant les courants induits dans un matériau magnétique linéaire. Nous calquons nos calculs sur nos réflexions précédentes et l'adéquation entre simulation et mesures expérimentales confirme notre démarche.

Enfin nous utilisons ce moyen de mesure pour tester dans un autre contexte le modèle que nous avons développé aux chapitres précédants.

Cette réflexion sur les moyens de mesure a permis de mieux appréhender le comportement des matériaux magnétiques en régime dissymétrique. Ces réflexions devraient permettre d'élargir la représentation que les constructeurs donnent des matériaux magnétiques en ne se limitant pas aux simples courbes $B(H)$.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Au cours de ce mémoire nous avons étudié un cas particulier des transformateurs de mesure: les appareils de protection différentielle. De nombreux ouvrages traitent de la modélisation des transformateurs, mais aucun ne tient compte des spécificités de la chaîne de mesure étudiée. En effet, dans la littérature l'état magnétique du transformateur est toujours connu a priori. Ce n'est pas le cas de notre application que l'on peut considérer comme un transformateur de courant avec une charge non négligeable au secondaire. Enfin, les modèles classiques se révèlent inadaptés avec des courants non sinusoïdaux à composante continue.

Au travers de l'exemple concret que sont les appareils de protection différentielle, nous élaborons des modèles qui tiennent compte des particularités énoncées. Les appareils de protection différentielle sont une application pertinente des différents modèles électriques que nous développons. En particulier, lors des tests de validation, tous les états magnétiques du tore sont décrits.

Au premier chapitre, nous présentons le monde de la protection différentielle. Nous y voyons alors les particularités de ce domaine électrotechnique. Après avoir considéré le fonctionnement des appareils de protection différentielle, nous introduisons les termes que nous utiliserons dans toute la suite du mémoire; nous y découvrons notamment les courants de défaut à composante continue. Nous définissons le cadre de notre travail: nous nous plaçons toujours en régime quasi permanent dans des conditions proches du déclenchement. Enfin, nous établissons les objectifs du travail de thèse.

Au second chapitre, nous établissons un modèle électrique de la chaîne de mesure. Il faut alors une représentation électrique de tous ses composants. Le tore est considéré comme un transformateur parfait auquel nous ajoutons l'impédance magnétisante et l'impédance série. Celle-ci représente les flux de fuite et la résistance du bobinage. L'impédance magnétisante est caractérisée par son module et sa phase. Nous déterminons la valeur des paramètres: l'impédance série se révèle négligeable tandis que les valeurs de l'impédance magnétisante varient avec l'état magnétique du tore. Pour connaître le courant de défaut, les calculs s'enchaînent de manière à ce que l'état magnétique du tore soit connu avant qu'on ne calcule le courant magnétisant. Les calculs sont donc directs. Nous

évaluons également le domaine de validité de notre modèle de la chaîne de mesure. Après des tests de validation concluants, nous menons une étude de sensibilité du courant de défaut. Celui-ci se révèle très sensible à la valeur de l'impédance magnétisante et à celle du relais.

Au troisième chapitre nous étudions la chaîne de mesure soumise à des courants de défaut à composante continue. Après avoir constaté que le modèle précédent est inadapté, nous procédons à une campagne de mesures pour appréhender le fonctionnement des appareils alimentés par de tels courants de défaut. Nous y découvrons que le courant magnétisant est continu et que ses variations sont lentes, malgré le front raide du courant de défaut.

Dans un premier temps, nous proposons une représentation électrique de la chaîne de mesure vue du secondaire. Celle-ci fait intervenir les grandeurs fictives I_{d2} et I_{02} , respectivement le courant de défaut et le courant magnétisant vus du secondaire. Avec cette représentation électrique de la chaîne de mesure, la représentation du transformateur différentiel se restreint à son impédance magnétisante. La littérature nous fournit une topologie de circuit équivalent et nous calculons la valeur des paramètres à partir de la réponse fréquentielle du tore dans des conditions bien particulières. Nous sommes alors capables d'obtenir par simulation des relevés temporels très proches des mesures expérimentales. Enfin, après avoir constaté la validité de notre représentation de l'impédance magnétisante, nous confrontons les comportements de notre modèle aux caractéristiques réelles des matériaux magnétiques. Il apparaît que notre modèle sera d'autant meilleur que l'on sera éloigné de l'état quasi statique.

Au quatrième chapitre, nous considérons le cas du composant bobiné qu'est le relais. Nous y découvrons de nombreuses similitudes avec le transformateur différentiel. Après avoir constaté l'importance de la résistance du bobinage, nous en proposons une représentation électrique voisine de celle de l'impédance magnétisante.

Au cinquième chapitre, nous étudions la manière de simuler le comportement de la chaîne de mesure dans le cas général. Nous constatons dans un premier temps les variations de l'impédance magnétisante en fonction des conditions de mesure. Suite à la non-linéarité des matériaux magnétiques, celles-ci sont importantes. Pour que les résultats de simulation coïncident avec les relevés expérimentaux, il faut alors considérer la bonne valeur de l'impédance magnétisante. C'est ce que nous appellerons le critère de simulation cohérente. N'ayant pas accès aux conditions réelles de travail du transformateur différentiel, nous élaborons une stratégie visant à satisfaire ce critère. Cette stratégie nécessite de connaître de nombreuses fois la valeur de l'impédance magnétisante. Mesurer cette valeur à chaque itération n'est pas envisageable et nous mettons en oeuvre un procédé d'interpolation en deux dimensions des paramètres de l'impédance magnétisante.

Nous testons ces différents critères, outils et concepts sur la chaîne de mesure avec des courants de défaut à composante continue. Les tests de validation sont concluants et attestent du bien fondé de notre démarche. Par la suite, nous évaluons les champs d'application possibles de notre démarche.

Au sixième chapitre, nous étudions les moyens de caractérisation des matériaux magnétiques dans des conditions de travail dissymétriques. Les courbes $B(H)$ mesurées en sinusoïdal se révèlent inadaptées et nous étudions un moyen de mesure particulier: les courbes ΔB dynamiques obtenues avec un courant redressé double alternance. Celles-ci présentent une décroissance inattendue que nous expliquons par les phénomènes dynamiques des matériaux magnétiques. Par la suite nous cherchons à obtenir ces courbes par simulation. Pour cela, nous utilisons le modèle de Preisach associé à un modèle analytique rendant compte des courants induits dans un matériau linéaire. Les résultats obtenus sont concluants et valident nos explications. Nous obtenons aussi de très bons résultats avec le modèle de l'impédance magnétisante développé aux chapitres trois et cinq. Ces études permettent de mieux caractériser les performances des matériaux magnétiques dès lors que les conditions de travail ne sont plus sinusoïdales.

Lors de ce travail nous nous sommes placés à deux niveaux: Au premier niveau, il s'agit d'établir un modèle électrique de la chaîne de mesure. Ce modèle nécessite au deuxième niveau une représentation des plus justes de l'impédance magnétisante. Celle-ci est susceptible de varier et nous élaborons alors une stratégie pour tenir compte de ces variations.

Le modèle de l'impédance magnétisante n'utilise que des éléments linéaires. Il est très facile à mettre en oeuvre et ne nécessite pas de gros moyens de calcul. Contrairement aux modèles tels que ceux de Preisach, l'obtention des paramètres est aisée et ne fait appel qu'à des mesures simples. Cela rend notre modèle très intéressant.

Dans tout le mémoire nous avons étudié le tore. Notre perception de ce composant a évolué de « composant bobiné » (style « boîte noire ») vers le comportement du matériau magnétique qui le constitue. Nous pouvons étendre notre modélisation, non plus au tore de dimensions fixes, mais au matériau magnétique lui même. Pour une fréquence donnée, le modèle que nous avons développé correspond à la représentation du matériau magnétique par un μ complexe [BLA]. La valeur de ce μ varie avec la fréquence. En utilisant le principe de superposition et la stratégie développée au chapitre cinq il est possible d'avoir, à peu de frais, une représentation plus fine des matériaux magnétiques que la classique courbe $B(H)$.

Références et Bibliographie

REFERENCES ET BIBLIOGRAPHIE

Protection différentielle

- [NCF] Norme NF C 15100; « Installations électriques basse tension »
- [REM] Claude Remond, « Les effets du courant traversant le corps humain », 3E Sécurité, 3 mars 1986.
- [BER] Berna, « Etude du fonctionnement du tore magnétique totalisateur de l'interrupteur différentiel », RGE n°7 Juillet 1988, p 20-26
- [ROI] J.M. Roiatti « Etude de la fonction différentielle et caractérisation de son dispositif de mesure par une approche globale. »

Prise en compte des courants induits dans un matériau massif

- [BOU] Boussaleh, « Etude et simulation du comportement du transformateur en hautes fréquences », Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, avril 1989.
- [AHM] Ahmad, « Contribution à la modélisation des transformateurs de puissance et de leur comportement en haute fréquence », Thèse de l'Ecole Centrale de Lyon, février 1992.
- [JAR] J. Avila- Rosales, Alvarado, « Non linear dependent transformer model for electromagnetic transient studies in power systems », IEEE transactions on power Apparatus and Systems Vol PAS 101 n°11 Nov 1992 p 4281-4288.

Représentation électrique des composants bobinés

- [BLA] Blache, « Modélisation électronique et électromagnétique d'un transformateur haute fréquence à circuit magnétique en fonte », Thèse de l'INPG, dec 1995
- [KER] Keradec: « Des circuits à constantes localisées pour représenter les transformateurs haute fréquence », RGE n°5, p 36-47, 1992

Mesures des matériaux magnétiques

- [KWM] « Composants et matériaux magnétiques doux », Krupp Widia magnettechnik, catalogue.

- [CEI] Norme CEI 404-6 « Matériaux magnétiques, sixième partie: méthode de mesure des propriétés magnétiques des alliages magnétiques doux fer nickel isotropes, types E1, E3 et E4 »
- [CON] Conrad, « Investigation of soft magnetic material behavior under non symmetrical excitation » SMM 13, Grenoble, à publier

Etudes des matériaux magnétiques:

- [BRI] Brissoneau, « Matériaux magnétiques pour l'électrotechnique »
- [VAC] « Soft magnetic material », Heyden ed, ISBN 3 8009 1272 4
- [COU] Couderchon, « Alliages fer nickel et fer cobalt, propriétés magnétiques », Techniques de l'Ingénieur vol D 2 130

Modèles des matériaux magnétiques

- [JIL] DC JILES, D.L ATHERTON « Theory of ferromagnetic hysteresis » JMMM vol 61 1986 pp 48-60.
- [CAN] J.H. Can, « Non linear transformer model for circuit simulation » IEEE Transactions on Computer Aided Design, Vol 10 n°4 avril 1991, pp 476 - 482.
- [MAY] I.D Mayergoyz, « Mathematical Models of Hysteresis », Springer Verlag , New York 1991.
- [BER] G. Bertotti « Physical interpretation of eddy current Losses in Ferromagnetic materials I- Theoretical Considerations » J. Applied Physic 57 (6) 1985 pp 2110-2117
- [PRE] G.Bertotti « Generalized Preisach Model for the description of hysteresis and eddy current effetc in mettalic ferromagnetic materials » J Applied Physic 69 (8),1991,pp 4608 - 4610
- [ROU] Rouve, « Prise en compte du comportement magnétique fréquentiel des tôles FeSi en modélisation électrotechnique », Thèse de l'INPG, jan 1996
- [MAR] Marthouret, « Développement de modèles dynamiques comportementaux de circuit magnétique. Prise en compte de l'hysteresis, de la géométrie » thèse de l'Ecole Centrale de Lyon, nov 95.
- [MAS] Masson, « Développement d'un modèle de simulation du comportement dynamique de circuits magnétiques conducteurs saturés ». Thèse de l'Université Claude Bernard, juin 1990.

Annexes

Annexe 1

Détermination de la forme générale de la courbe $I_d=f(N_2)$.

On considère le schéma électrique de la chaîne de mesure présenté figure II-5.

Le nombre de spires N_2 est variable. Dans des conditions proches du déclenchement la tension U_2 est indépendante du nombre de spires N_2 .

On considère l'impédance Z_m comme constante.

Avec les notations du mémoire on a les relations :

$$U_1 := \frac{U_2}{N_2} \cdot N_1$$

Equation 1

$$I_0 := \frac{U_1}{Z_m}$$

Equation 2

$$I_0 := \left(\frac{U_2}{Z_m} \cdot N_1 \right) \cdot \frac{1}{N_2}$$

Equation 3

$$I_d := \left| \left(\frac{U_2}{Z_m} \cdot N_1 \right) \cdot \frac{1}{N_2} + I_2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \right|$$

Equation 4

On distingue sur l'équation 4 un terme proportionnel à N_2 et l'autre à $1/N_2$. Pour N_2 grand on aura une grande valeur de I_d ; de la même manière pour N_2 petit on aura I_d grand. Pour N_2 moyen I_d aura une faible valeur. Le graphique suivant représente dans le plan de Fresnel les variations de I_d en fonction de N_2 .

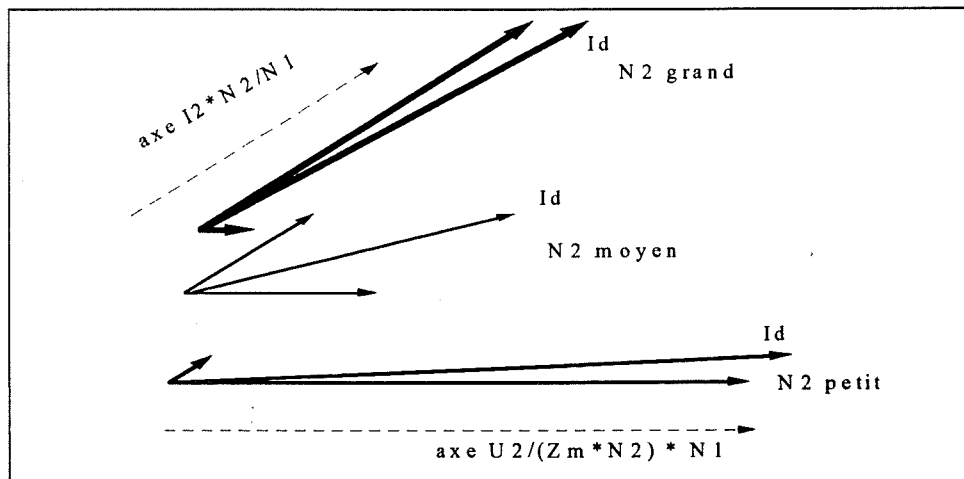


Figure 1 : Tracer de I_d pour différentes valeurs de N_2

Cela explique donc la forme et les asymptotes de la courbe $I_d=f(N_2)$. La saturation renforce l'augmentation de I_d lorsque N_2 décroît.

Annexe 2

Le courant secondaire n'a pas de composante continue.

Nous allons démontrer qu'avec des composants linéaires au secondaire d'un transformateur, en régime permanent, le courant secondaire a une composante continue nulle, et ce quelque soit la forme et l'amplitude du courant primaire.

Données :

Le courant I_d est de forme quelconque.

On se place en régime permanent, donc les grandeurs électriques sur une période électrique peut être représentées par leur analyse harmonique.

$$I_{d_{\text{temporel}}}(t) \rightarrow (I_{d_{\text{fréquentiel}}})_n \quad \text{Equation 1}$$

Au secondaire on considère la tension U_2 . $U_2 = d\phi/dt$, donc la composante continue de U_2 est nulle :

$$U_{20} = 0 \quad \text{Equation 2}$$

Les composants au secondaire sont linéaires, on peut alors écrire la relation :

$$I_2 = U_2/Z_2 \quad \text{Equation 3}$$

En particulier pour l'harmonique $n^o 0$:

$$I_{20} = U_{20}/Z_{2(f=0)} = 0 \quad \text{Equation 4}$$

Donc le courant secondaire a une composante continue nulle.

Par ailleurs on considère la relation:

$$I_0(t) = N_1 * I_{1(t)} + N_2 * I_{2(t)} \quad \text{Equation 5}$$

D'après la linéarité de la décomposition harmonique:

$$I_{00} = N_1 * I_{10} + N_2 * I_{20} \quad \text{Equation 6}$$

soit :

$$I_{00} = N_1 * I_{10} \quad \text{Equation 7}$$

La composante continue du courant magnétisant est égale à celle du courant primaire (au nombre de spires près). On dit communément que la composante continue du primaire ne passe pas au secondaire et reste bloquée dans le tore.

RESUME

Les transformateurs de courant débitent généralement dans une charge de faible impédance. Si cette condition n'est pas remplie, l'induction dans le tore et le courant magnétisant ne sont plus négligeables. Ce mémoire traite ce cas de figure avec en plus des courants éventuellement non sinusoïdaux et avec une composante continue. Un modèle analytique s'étoffe au fur et à mesure afin de tenir compte de ces spécificités. - D'abord nous analysons le comportement de la chaîne de mesure avec des courants sinusoïdaux, nous développons un modèle analytique non linéaire de l'impédance magnétisante et évaluons l'importance des flux de fuite. Ensuite nous étendons ce modèle d'impédance magnétisante aux types de courants cités. Notre modèle, analytique, est alors robuste en fréquence. Enfin nous enrichissons notre modèle en tenant compte de la non-linéarité des matériaux. Il est alors valable quelque soient les conditions de fonctionnement. Une étude sur la caractérisation des matériaux magnétiques soumis à une excitation dissymétrique clôt ce mémoire.

Mots clefs: Transformateur de Courant, Modélisation, Modèle de Preisach, Impédance Magnétisante, Cycle d'Hystérésis, Caractérisation Magnétique, Variation fréquentielle, Non-linéarité.

ABSTRACT:

Current transformers are generally connected to small impedance. If it is not the case, the flux density and the magnetizing current are not negligible. This report deals with this case. More over the current may be non sinusoidal and its mean value may be different than zero. To take account these specificity an analytical model is developed. In a first time the behavior of the assembly (current transformer and its load) with sinusoidal currents is studied. An non linear, analytical, model is developed. The importance of the leakage flux is evaluated. In a second time the model is extended to any type of current's wave form. The frequency's variations of the magnetic characteristic are taken into account. In a third time the non linearity of the magnetic material is modelised. At this time the behavior of the transformer submitted to any type of current may be computed. This report is closed by a study of magnetic characterization using a non symmetrical current.

Keywords: Current transformer, Preisach Model, Magnetizing Impedance, Hysteresis Loop, Magnetic Characterization, Variation with frequency, Nonlinearity